

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh a realizace pseudonáhodného generátoru šumu
Design and Implementation of Semi-random Noise Generator**

2017

Bc. Martin Matěj

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Martin Matěj

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

Návrh a realizace pseudonáhodného generátoru šumu
Design and Implementation of Semi-random Noise Generator

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Šumové generátory nacházejí uplatnění nejen při měření šumových parametrů elektronických součástí a celků, ale také při měření frekvenčních charakteristik.

Úkoly řešitele:

1. Proved'te literární rešerši na dané téma.
2. Popište využití šumových generátorů v měřicí technice.
3. Uveďte příklady fyzikálních a pseudonáhodných generátorů šumu. Porovnejte jejich vlastnosti.
4. Proved'te teoretický rozbor pseudonáhodných generátorů šumů.
5. Navrhněte pseudonáhodný generátor šumu polynomu x^7+x+1 nebo polynomu vyššího. Využijte dostupnou součástkovou základnu.
6. Navržené zapojení realizujte na desce plošného spoje.
7. Dosažené parametry pseudonáhodného generátoru šumu ověřte měřením.

Seznam doporučené odborné literatury:


PŘIBYL, Jiří. Datové spoje a měniče signálů: vysokoškolská příručka pro vysoké školy technického směru. 1. vyd. Praha: SNTL, 1984, 300 s.
MATYÁŠ, Vladislav. Měření, analýza a vytváření náhodných procesů: Určeno [také] posl. elektrotechn. škol. 1. vyd. Praha: SNTL, 1976, 157, [1] s. Řada elektrotechnické literatury.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Karel Witas**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry

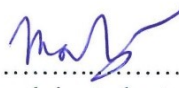



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: 24. dubna 2017


.....
podpis studenta

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Karlu Witasovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

Abstrakt

Tato diplomová práce pojednává o pseudonáhodných generátorech šumu. V prvních částech nás seznamuje se základním popisem a rozdělením šumu a šumových generátorů. Zabývá se využitím šumových generátorů v měřicí technice a porovnává vlastnosti fyzikálních a pseudonáhodných generátorů šumu. V poslední řadě je kladen důraz na teoretický rozbor pseudonáhodných generátorů šumu. V praktické části této diplomové práce se dostaneme k vlastnímu zapojení pseudonáhodného generátoru šumu polynomu $x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{17} + 1$, generujícího bílý a růžový šum, a pomocí programu NI Multisim provedeme simulaci. Cílem této práce je ověření návrhu z programu NI Multisim pomocí realizace zapojení na desce plošného spoje a porovnání získaných hodnot s hodnotami vypočtenými a simulovanými.

Klíčová slova

Generátor šumu; šum; pseudonáhodný generátor šumu; fyzikální generátor šumu; bílý šum; růžový šum; deska plošných spojů

Abstract

This master's thesis deals with pseudorandom noise generators. In the first sections, we are familiar with the basic description and distribution of noise and noise generators. It deals with the use of noise generators in the measuring technique and compares the properties of physical and pseudorandom noise generators. Last but not least, emphasis is placed on the theoretical analysis of pseudorandom noise generators. In the practical part of this master's thesis, we will get to our own build of the pseudorandom noise generator of polynomial $x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{17} + 1$, generating white and pink noise and using the NI Multisim program we will perform the simulation. The aim of this work is to verify design from NI Multisim program by realizing printed circuit board and compare obtained values with calculated and simulated values.

Key words

Noise generator; noise; pseudorandom noise generator; physical noise generator; white noise; pink noise; printed circuit board

Obsah

Seznam použitých symbolů.....	- 9 -
Seznam použitých zkratek.....	- 10 -
Seznam ilustrací a seznam tabulek.....	- 11 -
Úvod.....	- 14 -
1 Šum	- 15 -
1.1 Druhy šumů podle výkonového spektra.....	- 15 -
1.1.1 Bílý šum	- 15 -
1.1.2 Růžový šum.....	- 16 -
1.1.3 Červený šum.....	- 16 -
1.1.4 Modrý šum	- 17 -
1.1.5 Šedý šum	- 17 -
1.1.6 Oranžový šum.....	- 17 -
1.1.7 Černý šum.....	- 17 -
1.1.8 Zelený šum	- 17 -
1.2 Druhy šumů podle původu.....	- 18 -
1.2.1 Tepelný šum	- 18 -
1.2.2 Výstřelový šum.....	- 18 -
1.2.3 Blikavý šum.....	- 18 -
1.2.4 Další druhy šumů.....	- 19 -
2 Šumové generátory.....	- 20 -
2.1 Druhy náhodných signálů	- 20 -
2.2 Fyzikální a pseudonáhodné šumové generátory.....	- 20 -
2.2.1 Tepelný šumový generátor	- 20 -
2.2.2 Diodový šumový generátor	- 21 -
2.2.3 Výbojkové šumové generátory.....	- 23 -
2.2.4 Šumový generátor s bipolárním tranzistorem.....	- 23 -
2.2.5 Generátory šumu o binárním nebo impulsním průběhu	- 24 -
2.2.6 Pseudonáhodný šumový generátor	- 25 -
2.2.7 Stručné porovnání vlastností	- 30 -
3 Využití generátorů šumu v měřicí technice.....	- 31 -
3.1 Vibrační zkoušky	- 31 -

Seznam použitých symbolů

3.2	Měření nelineárního zkreslení.....	- 31 -
3.3	Měření impulsových charakteristik.....	- 32 -
3.4	Měření frekvenčních charakteristik.....	- 33 -
3.5	Použití binárního šumu ve sdělovací technice a radiolokaci.....	- 34 -
3.6	Měření činitele šumu.....	- 34 -
3.7	Další použití	- 35 -
4	Návrh pseudonáhodného generátoru šumu	- 36 -
4.1	Časovač	- 36 -
4.2	Lineární zpětnovazební posuvné registry.....	- 37 -
4.3	Oddělovací stupeň.....	- 40 -
4.4	Filtr bílého šumu	- 41 -
4.5	Filtr růžového šumu	- 42 -
4.6	Přepínač signálů	- 47 -
4.7	Výstup signálu.....	- 47 -
4.8	Napájecí vstup.....	- 48 -
5	Simulace obvodu v programu NI Multisim.....	- 49 -
5.1	První bod měření.....	- 50 -
5.2	Druhý bod měření	- 52 -
5.3	Třetí bod měření s výstupem bílého šumu	- 55 -
5.4	Třetí bod měření s výstupem růžového šumu	- 57 -
6	Návrh desky plošných spojů	- 59 -
6.1	Kompletní schéma v programu Eagle	- 59 -
6.2	Návrh desky plošných spojů	- 60 -
7	Realizace na desce plošných spojů.....	- 62 -
8	Měření v laboratoři.....	- 65 -
8.1	První kontrolní bod	- 67 -
8.2	Druhý kontrolní bod.....	- 68 -
8.3	Třetí kontrolní bod s výstupem bílého šumu.....	- 71 -
8.4	Třetí kontrolní bod s výstupem růžového šumu.....	- 75 -
	Závěr	- 79 -
	Použitá literatura	- 80 -
	Seznam příloh.....	- 82 -

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
B	Hz	Šířka pásma
C	F	Kondenzátor
dB	dB	Decibel
<i>f</i>	Hz	Frekvence
<i>f_c</i>	Hz	Mezní frekvence
<i>f_{max}</i>	Hz	Maximální frekvence
<i>f_N</i>	Hz	Naměřená frekvence
<i>f_S</i>	Hz	Simulovaná frekvence
<i>f_t</i>	Hz	Taktovací frekvence
<i>f_V</i>	Hz	Vypočítaná frekvence
<i>G_(f)</i>	W · Hz ⁻¹	Spektrální hustota výkonu
<i>I</i>	A	Proud
N	-	Počet bitů registru
n	-	Počet stupňů dolní propusti
<i>P_N</i>	-	Počet kombinací
R	Ω	Rezistor
r_{ZD}	Ω	Diferenciální odpor ZD
<i>T_N</i>	s	Délka sekvence LFSR
<i>T_T</i>	s	Doba jednoho kmitu
U	V	Napětí
<i>u_n</i>	V · Hz ⁻¹	Efektivní hodnota napětí
Δ<i>f</i>	Hz	Frekvenční pásmo
δ_f	Hz	Spektrální charakteristika
ζ	-	Tlumení
θ	K	Absolutní teplota
ω_T	rad · s ⁻¹	Úhlová frekvence

Seznam použitých zkratk

Zkratka	Význam
CLK	Clock (časování)
D	Dioda
FFT	Rychlá Fourierova transformace
IC	Integrovaný obvod
IN	Vstup
JUM	Napájecí konektor
L	Cívka
LED	Led dioda
LFSR	Lineární zpětnovazební posuvný registr
M2	Modulo 2
OUT	Výstup
OZ	Operační zesilovač
PAD	Pájecí bod
PCB	Deska plošných spojů
Q	Quartz krystal
REL	Relé
RES	Reset
SMD	Součástka pro povrchovou montáž
SW	Přepínač
T	Tranzistor
VDD	Kladný pól napájecího napětí
VSS	Záporný pól napájecího napětí
X	Výstupní konektor
XFC	Čítač frekvence
XSC	Osciloskop
ZD	Zenerova dioda

Seznam ilustrací a seznam tabulek

Číslo ilustrace	Název ilustrace	Číslo stránky
1.1	Bílý šum	14
1.2	Růžový šum	15
1.3	Červený šum	16
2.1	Druhy náhodných signálů	19
2.2	Tepelný šumový generátor	20
2.3	Zapojení generátoru pomocí Zenerovy diody	20
2.4	Zapojení generátoru pomocí vakuové diody	21
2.5	Pracovní bod Zenerovy diody	21
2.6	Šumový generátor s bipolárním tranzistorem	22
2.7	Vytváření binárního náhodného signálu	23
2.8	Realizace impulsového náhodného signálu	23
2.9	Schéma generátoru pseudonáhodného šumu	24
2.10	Fibonacciho pojetí LFSR	26
2.11	Galoiseho pojetí LFSR	27
2.12	Příklady úpravy úrovně signálu	27
2.13	Výkonové spektrum nefiltrovaného digitálního signálu	28
3.1	První metoda měření nelineárního zkreslení šumu	30
3.2	Druhá metoda měření nelineárního zkreslení šumu	31
3.3	Realizace korelačního měření impulsové charakteristiky	31
3.4	Příklad schématu zapojení korelačního měřiče impulsové charakteristiky	32
3.5	Realizace měření frekvenční charakteristiky	32
3.6	Realizace měření činitele šumu	33
3.7	Příklad schématu zapojení měřiče činitele šumu	33
4.1	Schéma zapojení časovače	35
4.2	Schéma zapojení posuvných registrů	36
4.3	24. bitový LFSR	37
4.4	Schéma zapojení oddělovacího stupně	39

4.5	Schéma zapojení filtru bílého šumu	40
4.6	Schéma zapojení filtru růžového šumu	42
4.7	Schéma zapojení pro potřeby výpočtů	42
4.8	Schéma zapojení přepínače signálů	46
4.9	Schéma zapojení výstupu signálu	47
4.10	Schéma zapojení napájecího vstupu	47
5.1	Ukázka schématu zapojení v programu NI Multisim	48
5.2	Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC1	49
5.3	Ukázka obrazovky osciloskopu XSC1 při měření	50
5.4	Ukázka čítače frekvence XFC1	51
5.5	Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC2	52
5.6	Ukázka obrazovky osciloskopu XSC2 při měření	53
5.7	Zobrazení FFT osciloskopem XSC2	54
5.8	Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC3	55
5.9	Ukázka obrazovky osciloskopu XSC3 - bílý šum	56
5.10	Zobrazení FFT osciloskopem XSC3 - bílý šum	56
5.11	Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC3	57
5.12	Ukázka obrazovky osciloskopu XSC3 - růžový šum	58
5.13	Zobrazení FFT osciloskopem XSC3 - růžový šum	58
6.1	Schéma obvodu v programu Eagle	59
6.2	Schéma desky plošných spojů pohled shora	60
6.3	Schéma desky plošných spojů pohled zdola	61
7.1	Neosazená PCB pohled shora	62
7.2	Neosazená PCB pohled zdola	63
7.3	Osazená PCB pohled shora	63
7.4	Osazená PCB pohled zdola před úpravou	64
7.5	Osazená PCB pohled zdola po úpravě	64
7.6	Multimetr Agilent U1241B	64
8.1	Laboratorní zdroj Diametral P230R51D	65
8.2	Osciloskop Tektronix TDS 1002B	65
8.3	Vyrobená propojovací zásuvka	66

8.4	Ukázka zapojení obvodu	66
8.5	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu	67
8.6	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1	68
8.7	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2	69
8.8	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3	69
8.9	Zobrazení FFT osciloskopem	70
8.10	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1	71
8.11	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2	71
8.12	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3	72
8.13	Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 50 kHz/dílek)	72
8.14	Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 500 kHz/dílek)	73
8.15	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 20 kHz/dílek)	73
8.16	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 50 kHz/dílek)	74
8.17	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 100 kHz/dílek)	74
8.18	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1	75
8.19	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2	75
8.20	Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3	76
8.21	Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 50 kHz/dílek)	76
8.22	Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 500 kHz/dílek)	77
8.23	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 20 kHz/dílek)	77
8.24	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 50 kHz/dílek)	78
8.25	Zobrazení spektra signálu (rozlišení 100 kHz/dílek)	78

Číslo tabulky	Název tabulky	Číslo stránky
2.1	Umístění odbočky pro 5 bitový LFSR	25
2.2	Pravdivostní tabulka EX-OR a EX-NOR	25
2.3	Tabulka umístění odboček při použití EX-NOR hradel	26
8.1	Porovnání získaných frekvencí	68
8.2	Odchyly od vypočítané frekvence	68
8.3	Porovnání získaných frekvencí šířky pásma	70
8.4	Odchyly od vypočítané frekvence šířky pásma	70

Úvod

Tématem této diplomové práce je návrh a realizace pseudonáhodných generátorů šumu. Diplomová práce je rozdělena na dvě stěžejní části, a to teoretickou a praktickou část.

Teoretická část je určena k bližšímu pochopení pseudonáhodných generátorů šumu. V prvních částech se zabývá základním popisem a rozdělením šumu a šumových generátorů, kde jsou stručně popsány veškeré základní náležitosti potřebné k danému tématu diplomové práce. Jsou zde uvedeny příklady využití šumových generátorů v měřicí technice. Jsou porovnány vlastnosti fyzikálních a pseudonáhodných generátorů šumu. V závěru této části se podrobně vykládá teoretický rozbor pseudonáhodných generátorů šumu, který je klíčový k jejich realizaci.

V praktická část je nejprve navrženo zapojení pseudonáhodného generátoru šumu polynomu $x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{17} + 1$. V tomto zapojení se bude generovat bílý a růžový šum. Zapojení se skládá ze tří hlavních částí potřebných pro fungování pseudonáhodného generátoru šumu. Veškeré potřebné části zapojení byly nejprve dopočteny pomocí vzorců.

Časovací část, se skládá primárně z krystalového oscilátoru o frekvenci 5 MHz a dvou NOR hradel, která předává signál do pseudonáhodné části, kde je signál použit k časování posuvných registrů.

Pseudonáhodná část, se skládá ze čtyř posuvných registrů a tří EX-NOR hradel, vytvářející 24bitový pseudonáhodný generátor.

Filtrovací část, se skládá ze dvou filtrů. První filtr je složen z dvojité RC dolní propusti, která převádí signál z číslicového do signálu analogového, generující bílý šum. Druhý filtr této části je několikanásobný filtr dolní propusti fraktálního řádu, který generuje růžový šum. Výstup z filtrů je přepínán pomocí relé a přiveden přes oddělovací zesilovač do BNC konektoru. Oba filtry jsou navrženy na mezní frekvenci 1 MHz. Před touto částí je umístěna oddělovací část v podobě RC filtru a operačního zesilovače v zapojení jako sledovač.

Schéma pseudonáhodného generátoru šumu bylo nejprve zapojeno v programu NI Multisim a následně nasimulováno dle navrhnutých parametrů. Výsledky byly zaznamenány v podobě grafů. Po úspěšné simulaci bylo zapojení navrženo v programu EAGLE 7.4.0, kde bylo vytvořeno schéma a deska plošných spojů vhodné velikosti, včetně vyhovujícího rozvržení rozmístění součástek. Plošné spoje byly navrženy dle norem s danými rozestupy i tloušťkou.

Deska plošných spojů byla přenechána k výrobě odborné firmě Marpos s.r.o.. Následovalo osazení součástkami, kde byla použita mikropájecí stanice. Po celkovém dokončení desky plošných spojů byl obvod zapojen v laboratoři, a výsledky byly zaznamenány v podobě grafů z osciloskopu Tektronix.

Závěrem této práce byly získané reálné hodnoty porovnány s hodnotami vypočtenými a simulovanými, a byly porovnány zaznamenané grafy.

1 Šum

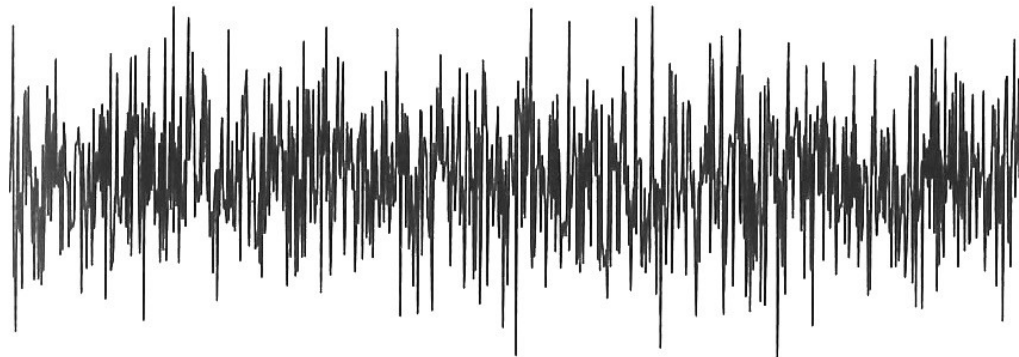
Přenos užitečného signálu je mimo jiné ovlivňován šumem. Šumem se rozumí jakýkoliv náhodný signál, který narušuje tento přenos. Rozlišujeme jej na šum s rovnoměrným rozložením energie v čase a šum se soustředěním energie do krátkého časového intervalu [1].

1.1 Druhy šumů podle výkonového spektra

Termín bílý šum je poměrně častý a známý. Méně časté jsou pojmy jako růžový šum, červený šum. Tyto barvy šumu jsou definovány různými způsoby, všechny jsou ale založeny na analogii mezi výkonovým spektrem šumového signálu a spektrem viditelného světla. Barvy šumu jsou od sebe odděleny svou spektrální hustotou (energií, kterou signál obsahuje, a která je rozložena na různých frekvencích).

1.1.1 Bílý šum

Dalo by se uvažovat, že bílý šum je jako zvuk vln na pláži, nebo mluvení v rádiu, co hraje potichu, něco, co potlačí šum na pozadí. Svůj název dostal podle bílého světla, protože obsahuje stejné množství energie v celém frekvenčním spektru, podobně, jako obsahuje všechny barvy ve stejné intenzitě bílé světlo. Tudíž jeho výkonové spektrum je ploché. Pásmo signálu mezi 20 a 40 Hz obsahuje stejnou energii jako v pásmu mezi 2000 a 2020 Hz. Amplitudové spektrum šumu má normální rozložení [2]. Bílý šum je zobrazen na Obrázku 1.1.

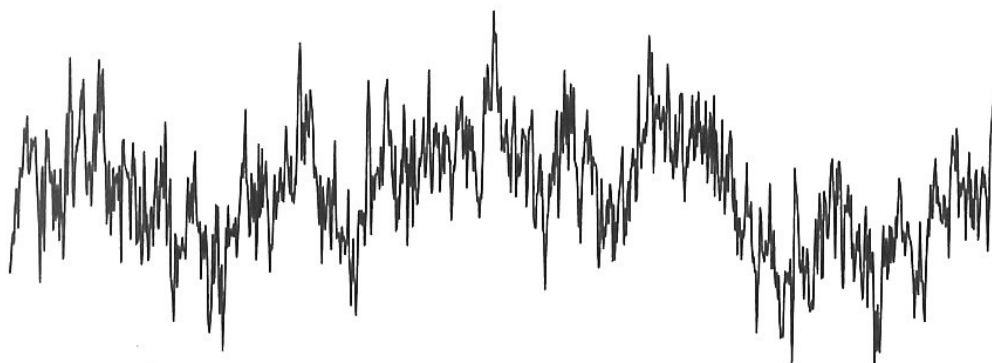


Obrázek 1.1: *Bílý šum [3]*

Schopnost bílého šumu potlačit šum pozadí znamená, že je snadné najít zdroj tohoto šumu, a v důsledku toho je někdy používán jako součást sirény na vozidlech záchranné služby. Bílý šum na pozadí totiž brzy začne být odfiltrováván mozkem, tj. jako byste rychle zapomeli, že ventilátor dělá hluk, dokud by na to někdo neupozornil. Tohoto jevu se využívá maskování zvuků na pozadí, které by jinak byly okamžitě slyšet. Tento jev je dán vlastností bílého šumu, který obsahuje stejné množství vysokých i nízkých frekvencí. Tím pomáhá lidem trpícím šelestí v uších (odborně Tinnitus), nebo se také využívá na podporu dobrého nočního spánku. Je také používán v audio syntéze v podobě perkusních nástrojů, jako jsou například činely, které produkují velké množství šumu. Bílý šum má velké využití jako základ pro některé generátory náhodných čísel. Například web Random.org používá atmosférické antény pro generování náhodných číselných vzorů pomocí bílého šumu [4][5][6].

1.1.2 Růžový šum

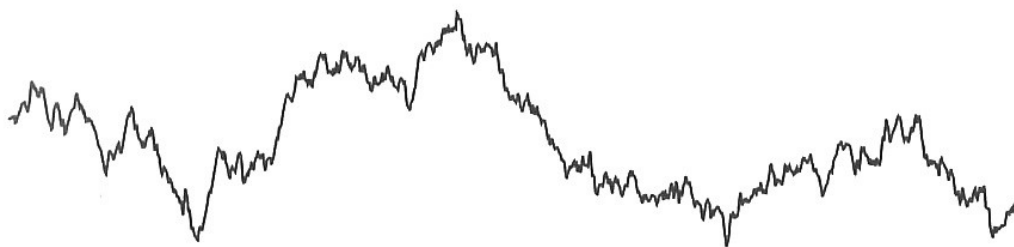
Růžový šum, taktéž nazýván $1/f$ šum, má výkonové spektrum nepřímo úměrné jeho frekvenci f , se zvyšující se frekvencí je pokles energie $1/f$. Viditelné světlo s takovýmto spektrem je růžové. Zatímco bílý šum má stejnou energii ve frekvenčních pásmech stejné šířky, spektrum růžového šumu klesá logaritmicky se stejnou energií ve skupinách, které jsou poměrným způsobem stejně široké. V důsledku toho má pásmo signálu mezi 20 a 40 Hz stejnou energii, jako v pásmu mezi 2000 a 4000 Hz. Toto je ovšem velmi užitečné, protože lidské ucho vnímá zvuk stejným způsobem. Každá oktáva v hudební stupnici obsahuje stejné množství energie jako oktávy nad a pod ní, přestože zahrnuje širší frekvenční rozsah. Růžový šum replikuje tento fenomén, čehož se hojně využívá k otestování zesilovačů a reproduktorů. Šum je také pozorovatelný na řadách meteorologických dat a radiačních výstupech některých astronomických těles. Fraktální vzory byly též pozorovány v mnoha jiných vědních oborech, včetně biologie, fyziologie a psychologie. Specifická struktura růžového šumu reprezentuje nejvýznamnější fraktální fenomén. Vzhledem k tomu, že je uprostřed mezi bílým a červeným šumem, vykazuje stabilitu i přizpůsobivost, tedy vlastnosti typické pro zdravé složité systémy. Díky tomu růžový šum slouží jako adekvátní model pro mnoho biologických systémů a psychologických stavů. Růžový šum byl například nalezen v lidské chůzi, v rytmických pohybech jako je poklepání, ve vizuálním vnímání, mozkových aktivitách, v kolísání srdeční frekvence a v DNA sekvencích. Jedním z hlavních cílů pro měření fraktality je schopnost rozlišovat spolehlivě mezi fraktálními (zdravými) a nefraktálními (nezdravými) vzory pro diagnostické účely. Například mnoho nemocí je důsledkem nefunkčních spojení mezi orgány, které mohou být považovány za ztrátu adaptivního chování těla jako komplexního systému. Z tohoto důvodu, mohou odchylky od $1/f$ struktury sloužit jako indikátory závažnosti onemocnění [5][7]. Růžový šum je zobrazen na Obrázku 1.2.



Obrázek 1.2: Růžový šum [3]

1.1.3 Červený šum

Červený šum má větší množství energie směrem k nízké frekvenci, se zvyšující se frekvencí je pokles energie $1/f^2$. Je analogický se světlem s více červenou a méně bílou barvou. Červený šum je také nazýván hnědý (brown) šum, ne podle barvy, ale po jménu Robert Brown, objeviteli Brownova pohybu. Tento typ šumu je vytvořen Brownovým pohybem, kde největší váha je směrem k dolnímu konci spektra. Zvuk tichého řevu nebo burácení, takto se dá popsat tento šum. Červený šum je zobrazen na Obrázku 1.3.



Obrázek 1.3: Červený šum [3]

Používá se v klimatologii k popisu změny režimu klimatu, existuje ovšem určitá míra nesouhlasu ve vědecké komunitě s použitím červeného šumu v této sféře [4][5].

1.1.4 Modrý šum

Modrý šum, někdy také nazýván jako fialový šum, je opakem červeného šumu, s rostoucí frekvencí roste množství energie. Je analogický ke světlu, kde s vyšší energií roste frekvence (modrá barva). Může být též použit, obdobně jako bílý šum, při léčbě šelesti v uších, protože vysoké frekvence tohoto šumu mají tendenci maskovat vysoké frekvence, které slyší někteří lidé trpící těmito problémy. Buňky sítnice jsou uspořádány v modrém šumu vzorem, tudíž šum pomáhá i v této oblasti [5].

1.1.5 Šedý šum

Šedý šum je podobný bílému šumu. Všechny frekvence ovšem nebudou mít stejné množství energie, jako tomu je u bílého šumu, uzpůsobení je tedy lehce odlišné. Střední frekvence mají nižší množství energie, kdežto vysoké a nízké frekvence mají vyšší množství energie. Tento šum je užitečný ve studiích o sluchovém postižení, protože umožňuje vědcům posoudit, jak se liší sluch určité osoby od průměru [4][5].

1.1.6 Oranžový šum

Oranžový šum má výkonové spektrum s několika pásmy se zcela nulovou energií. Tato pásma jsou soustředěna kolem frekvencí hudebních not. Což znamená, že hraje vše, co není v dokonalém souladu s frekvencí hudebních not, a naopak nehraje nic, co je. Tento šum se používá pro kontrolu naladění různých zařízení [5].

1.1.7 Černý šum

Černý šum má několik různých výkladů. Někteří jej definují jako čisté ticho, jiní jej popisují jako výstup systému aktivního potlačování šumu, který vyruší stávající šum. Jeden z výrobců ultrazvukových odpuzovačů škůdců pojmenoval svůj výstup z přístroje jako černý šum (přístroj generuje bílý šum, který je tichý pod 20 kHz) [4][5].

1.1.8 Zelený šum

Tento šum bývá popisován dvěma způsoby, a to jako poloviční spektrum bílého šumu, nebo jako výkonové spektrum, které je velmi dlouho průměrováno, v různých lokalitách po celém světě (světový šum na pozadí). Spektrum šumu vypadá přibližně jako spektrum růžového šumu, ale s odlišností kolem 500 Hz, kde je situováno více energie [5].

1.2 Druhy šumů podle původu

V této podkapitole jsou stručně vystiženy hlavní druhy šumů podle původu jejich výskytu, jelikož nejsou tyto šумы pro tuto práci tolik podstatné, je jim věnováno pouze základní shrnutí.

1.2.1 Tepelný šum

Tepelný šum (Johnsonův šum) vzniká jako důsledek náhodného pohybu volných elektronů v každém vodiči i polovodiči při libovolné teplotě vyšší než je absolutní nula.

Střední kvadrát šumového tepelného napětí $\overline{u_n^2}$ je určen v Rovnici 1.1.

$$\overline{u_n^2} = 4 \cdot k \cdot \theta \cdot R \cdot \Delta f, \quad (1.1)$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K je Boltzmannova konstanta, R je odpor rezistoru, θ je absolutní teplota rezistoru a Δf je frekvenční pásmo.

Tento šum je nejčastěji využíván u ohmických odporů. Lze jej eliminovat pomocí účinného chlazení, jelikož není závislý na proudu, ale je přímo úměrný absolutní teplotě. Tento šum má konstantní spektrální hustotu v širokém frekvenčním pásmu, čili může být označován i jako bílý šum [1][8][9].

1.2.2 Výstřelový šum

Výstřelový šum (Schottkyho šum) je způsoben náhodnou emisí a pohybem elektronů v součástkách, využívající PN přechodu. Mezi takovéto součástky patří například tranzistory a elektronky.

Střední kvadrát šumového proudu $\overline{i_n^2}$ je určen Schottkyho vztahem v Rovnici 1.2.

$$\overline{i_n^2} = 2 \cdot q \cdot I_0 \cdot \Delta f, \quad (1.2)$$

kde $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C je náboj elektronu, I_0 je stejnosměrný proud diody a Δf je frekvenční pásmo.

Tento šum nelze eliminovat, jelikož je součástí přechodu PN. Výstřelový šum je přímo úměrný protékajícímu proudu [1][8][9].

1.2.3 Blikavý šum

Blikavý šum (1/f šum) je vytvářen pastmi způsobenými poruchami v krystalické mřížce. Tento šum je nepřímo úměrný frekvenci, ovšem je také závislý na procházejícím proudu.

Střední kvadrát šumového proudu $\overline{i_n^2}$ je určen v Rovnici 1.3.

$$\overline{i_n^2} = k_f \cdot \frac{I^{a_f}}{f} \cdot \Delta f, \quad (1.3)$$

kde k_f je koeficient blikavého šumu, a_f je exponent blikavého šumu, I je stejnosměrný proud polovodiče, f je frekvence a Δf je frekvenční pásmo [1][9].

1.2.4 Další druhy šumů

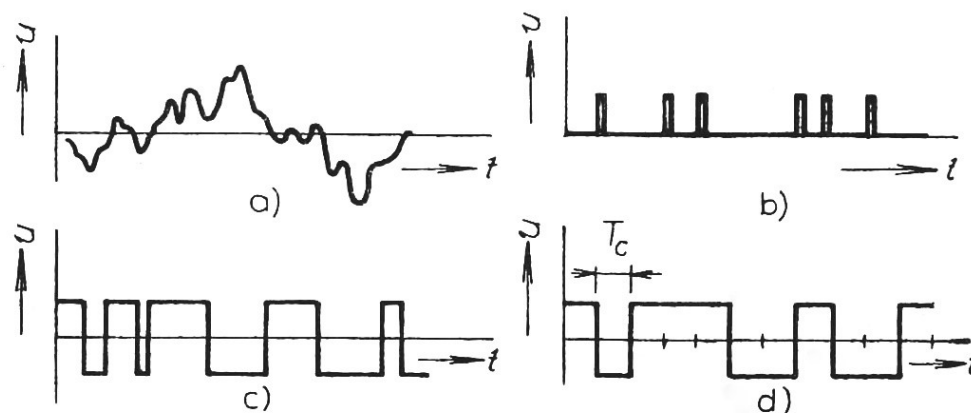
- Praskavý šum je u zesilovačů způsobován jejich nepravidelnými změnami vstupních proudů. Ovšem lze jej eliminovat.
- Interferenční šum je označován jako vnější zdroj šumu působící například na zesilovače. Tento šum se eliminuje pomocí vhodného stínění a zemnění, jelikož je způsoben šumem napájecího zdroje, kapacitní a indukční vazbou ze síťového rozvodu a dalšími jevy [9].
- Lavinový šum je vytvořen průrazem v PN přechodu lavinové nebo Zenerovy diody. Lavinový šum má při totožném proudu větší intenzitu než šum výstřelový.

2 Šumové generátory

Šumové generátory generují náhodný signál (šum), který je potřebný v některých měřeních. Okamžitá hodnota šumu je náhodnou funkcí času. K vytvoření šumu je potřeba vhodného zdroje. Tento zdroj je ovšem nutné doplnit o další části, aby měl požadované vlastnosti a fungoval správně (například napájecí zdroj, měřicí přístroj aj.). Celek pak tvoří šumový generátor.

2.1 Druhy náhodných signálů

Průběh náhodného signálu může být různý, nejčastější je spojitý, s rozdělením přibližně normálním, impulsový a binární (Obrázek 2.1).



Obrázek 2.1: Druhy náhodných signálů: a) spojitý s přibližně normálním rozdělením, b) impulsový, c) binární asynchronní, d) binární synchronní [8]

Druhy náhodných signálů lze převést mezi sebou, tudíž například binární synchronní můžeme převést na spojitý náhodný signál. Výstupní signál generátoru proto může mít jiný druh než je signál zdroje [8].

2.2 Fyzikální a pseudonáhodné šumové generátory

Mezi nejvýznamnější zdroje elektrického šumu patří tzv. absolutní zdroje šumu [10], popsané v podkapitolách 2.2.1 až 2.2.4. Podrobně je zde rozebrán pseudonáhodný generátor šumu, který je hlavním tématem této práce, zároveň má významné uplatnění při měření šumových parametrů elektronických součástí a celků, a také při měření frekvenčních charakteristik.

2.2.1 Tepelný šumový generátor

Tento šumový generátor využívá tepelný šum vyhřívaného rezistoru. Tento rezistor může být reprezentován i vodičem. Šum vzniká důsledkem nahodilého pohybu elektronů uvnitř rezistoru při teplotě vyšší, než je absolutní nula.

Spektrální hustota výkonu tepelného šumu je:

$$G_{(f)} = k \cdot \theta, \quad (2.1)$$

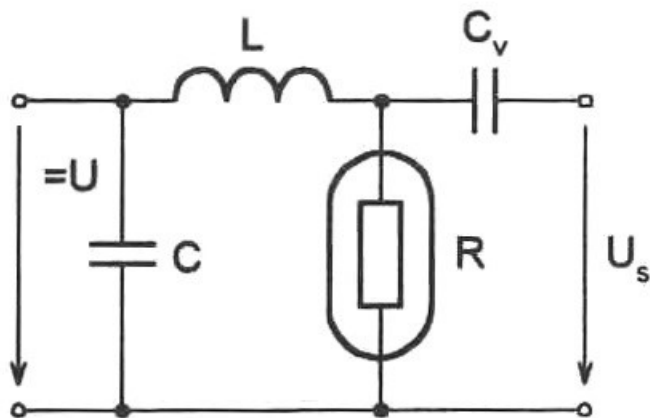
kde k je Boltzmannova konstanta a θ je absolutní teplota rezistoru.

Teplotní šum se řadí do skupiny bílého šumu, jelikož spektrální hustota výkonu nezávisí na frekvenci.

Efektivní hodnota napětí je rovna:

$$u_n = 2\sqrt{k \cdot \theta \cdot R \cdot \Delta f}, \quad (2.2)$$

kde k je Boltzmannova konstanta, R je odpor rezistoru, θ je absolutní teplota rezistoru a Δf je frekvenční pásmo.

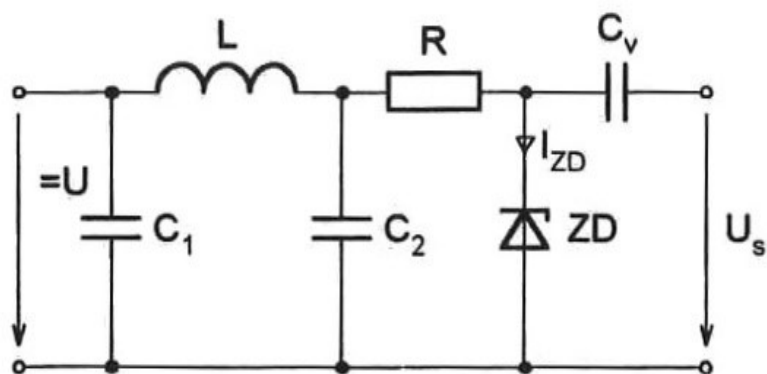


Obrázek 2.2: Tepelný šumový generátor [9]

Vysoko odporový rezistor R (Obrázek 2.2) je hermeticky uzavřen ve skleněném pouzdře a oteplován stejnosměrným proudem na teplotu několika set $^{\circ}\text{C}$. Dolní mezní frekvenci pásma určuje vazební kondenzátor C_v . Z důvodu odrušení napájecího zdroje je zde přidán filtrační LC obvod, který brání pronikání šumového napětí. Frekvenční rozsah závisí na konstrukci generátoru, horní mezní frekvence může být i desítky GHz. Tyto generátory typicky dosahují nejvyšší spektrální hustoty okolo $4 \cdot 10^{-20} \text{ W Hz}^{-1}$. Tyto zdroje generují šum s normálním rozdělením [1][8][9].

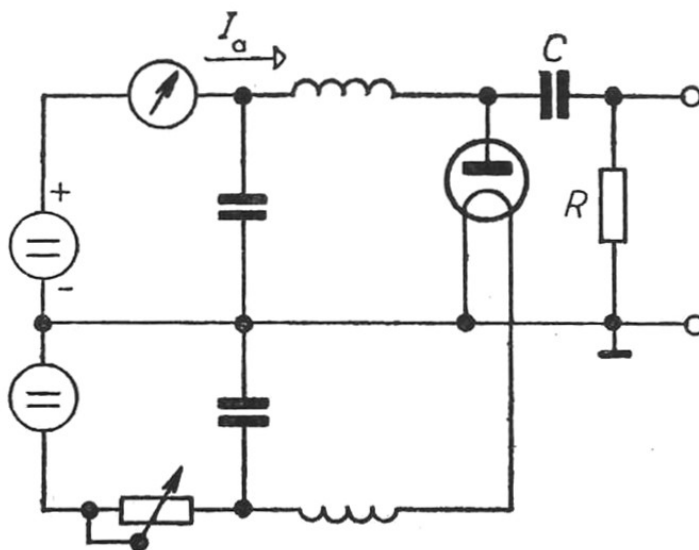
2.2.2 Diodový šumový generátor

Diodový šumový generátor lze sestavit pomocí Zenerovy diody, nebo též pomocí vakuové diody. Zapojení pomocí Zenerovy diody je na Obrázku 2.3.



Obrázek 2.3: Zapojení generátoru pomocí Zenerovy diody [9]

Schéma pro zapojení bude v případě vakuové diody mírně odlišné (Obrázek 2.4).



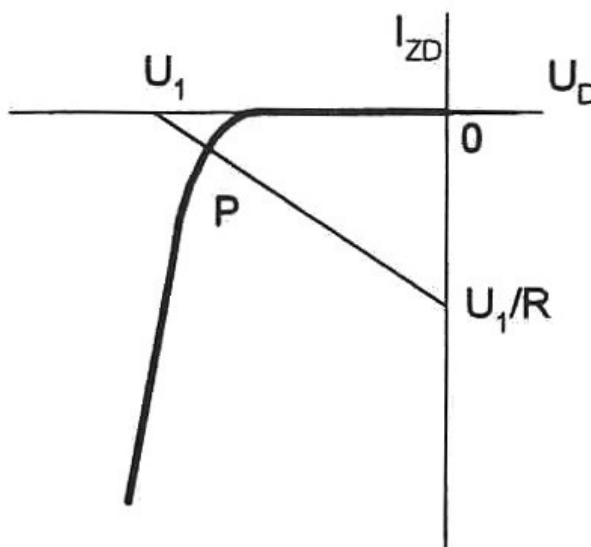
Obrázek 2.4: Zapojení generátoru pomocí vakuové diody [8]

Efektivní hodnota napětí je rovna:

$$u_n = r_{ZD} \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{ZD} \cdot \Delta f}, \quad (2.3)$$

kde $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C je náboj elektronu, r_{ZD} je diferenciální odpor Zenerovy diody, I_{ZD} je stejnosměrný proud Zenerovy diody a Δf je frekvenční pásmo.

Pracovní bod Zenerovy diody (Obrázek 2.5) volíme v kolenu závěrné charakteristiky pro dosažení maximálního šumového napětí.



Obrázek 2.5: Pracovní bod Zenerovy diody [9]

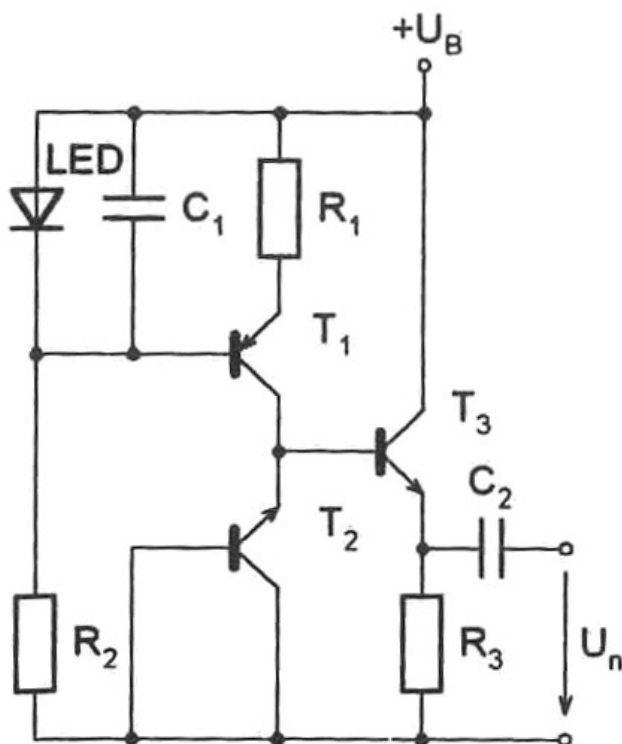
Tyto generátory typicky dosahují nejvyšší spektrální hustoty okolo $(1,5 \text{ až } 4) \cdot 10^{-19} \text{ W Hz}^{-1}$. Generující se šum má přibližně normální rozdělení a odpovídá výstřelovému šumu [1][8][9].

2.2.3 Výbojkové šumové generátory

Výbojkové šumové generátory jsou rozšířené v oblasti velmi vysokých frekvencí. Zdrojem šumu je zde nízkotlaká výbojka, která svými vlastnostmi určuje spektrální hustotu šumu, který je typicky okolo $1,5 \cdot 10^{-19} \text{ W Hz}^{-1}$. Frekvenční rozsah těchto generátorů je většinou okolo stovek MHz až desítek GHz. U vlnovodného provedení dosahuje spektrální hustota šumu okolo $3 \cdot 10^{-19} \text{ W Hz}^{-1}$ a frekvenční rozsah je na frekvenci nad 2,5 GHz.

2.2.4 Šumový generátor s bipolárním tranzistorem

Šumový generátor s bipolárním tranzistorem má obdobné vlastnosti jako generátor se Zenerovou diodou, avšak vykazuje větší frekvenční rozsah. Tranzistor je v zapojení se závěrně polarizovaným přechodem BE. Frekvenční rozsah je okolo stovek MHz. Zapojení pomocí bipolárního tranzistoru je na Obrázku 2.6.

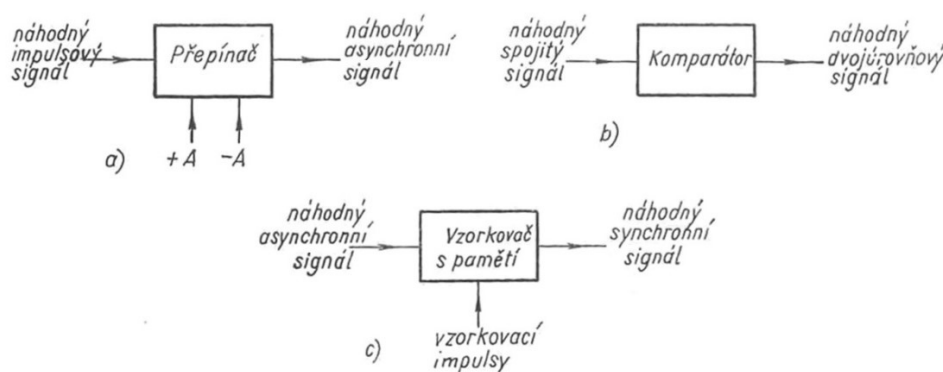


Obrázek 2.6: Šumový generátor s bipolárním tranzistorem [9]

2.2.5 Generátory šumu o binárním nebo impulsním průběhu

Samotnou skupinu tvoří generátory šumu o binárním nebo impulsním průběhu:

- Generátory binárního (diskrétního) šumu. Asynchronní binární šum lze vytvářet pomocí přepínání dvou stejnosměrných napětí podle stavu bistabilního klopného obvodu překlápěného náhodnými impulsy, nebo jej můžeme taktéž vytvářet pomocí analogového komparátoru ze spojitého šumového napětí o příhodné velikosti. Synchronní binární šum získáme převodem asynchronního binárního šumu periodickým vzorkováním s pamětí. Realizace těchto převodů je zobrazena na Obrázku 2.7.



Obrázek 2.7: Vytváření binárního náhodného signálu: a) z impulsového náhodného signálu, b) ze spojitého náhodného signálu c) z asynchronního binárního signálu [10]

Doba trvání jedné úrovně binárního šumu je celočíselným násobkem taktovací periody. Filtr dolní propusti s vhodným mezním kmitočtem vytvoří z tohoto šumu spojitě šumové napětí s přibližně normálním rozdělením.

- Generátor impulsového šumu se získává derivací binárního šumu, nebo také detekcí ionizujícího záření vydávaného radioizotopem (Obrázek 2.8). Ideálně je výskyt impulsů v Poissonově rozdělení. Ovšem zpravidla platí, že pro velmi malé proudy má doprovázející šum Poissonovo rozdělení (není to bílý šum), větší proudy jsou již doprovázeny šumem v normálním rozdělení (bílý šum).



Obrázek 2.8: Realizace impulsového náhodného signálu [10]

2.2.6 Pseudonáhodný šumový generátor

Pseudonáhodné šumové generátory generují tzv. pseudonáhodný signál, který je svými vlastnostmi velmi blízký náhodnému signálu. Pro generování náhodného signálu využívají pseudonáhodná čísla. Toto generování lze realizovat posuvným registrem s vhodně zavedenou lineární zpětnou vazbou (Obrázek 2.9), který je řízený periodickými taktovacími impulzy. Lineární zpětnou vazbu realizujeme typicky pomocí nonekvivalence EX-OR, která představuje součet modulo 2 z určených odboček výstupu tohoto registru, takováto zpětná vazba se zavede na vstup první buňky posuvného registru. S pouhými několika součástkami lze vytvářet sekvence, které se doslova generují po celá staletí, aniž by se opakovaly. Maximální délka generované posloupnosti náhodných čísel je u N-bitového registru:

$$P_N = 2^N - 1, \quad (2.4)$$

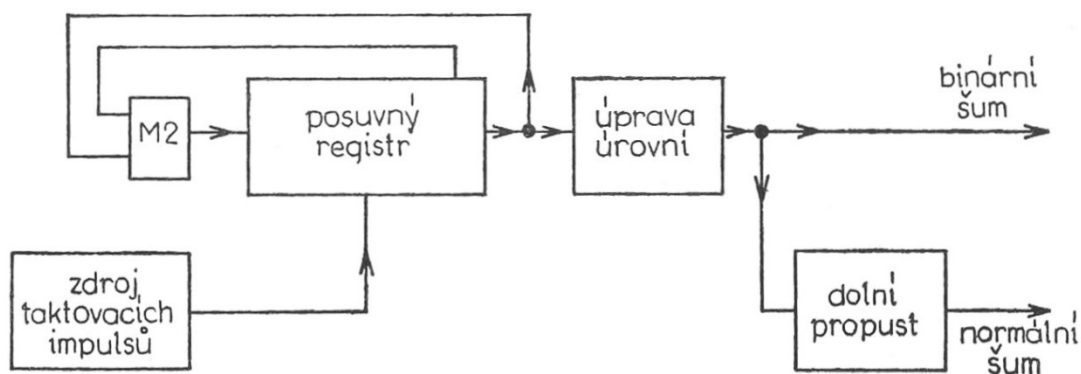
kde N je počet bitů registru.

V tomto případě maximální délky posloupnosti projdou registrem všechny možné kódové permutace kromě jedné, která by registr zacyklila. Tento stav je pro součet modulo 2 popsán samými nulami a je tedy nepřipustný.

Posloupnost náhodných čísel posuvných registrů s maximální délkou má následující vlastnosti:

- V jedné celé posloupnosti je počet jedniček větší než počet nul. Jedna extra jednička nastane kvůli vyloučenému stavu všech nul. To nám říká, že jsou stavy stejně pravděpodobné (jedna extra jednička na celkovém počtu nic nezmění).
- V jedné celé posloupnosti se vyskytují skupiny po sobě jdoucích nul nebo jedniček. Polovina těchto skupin je s délkou 1, čtvrtina s délkou 2, jedna osmina s délkou 3 atd. V jedné celé posloupnosti je pouze jedna skupina nul o délce $N - 1$ a jedna skupina o délce N .
- Pokud je jedna celá posloupnost srovnávána se stejnou posloupností posunutou cyklicky libovolným počtem bitů N (kde N není 0 nebo násobek P_N), počet neshod bude o jednu větší než počet shod. Pouze pokud bude posunutí rovno celistvému násobku P_N , je shoda úplná.

Na Obrázku 2.9 můžeme vidět typické schéma generátoru pseudonáhodného šumu



Obrázek 2.9: Schéma generátoru pseudonáhodného šumu [8]

Princip průchodu lze vysvětlit tak, že pokud bylo v určité buňce posuvného registru číslo, tak po jednom taktovacím impulzu se toto číslo posune o jedno místo doprava, přitom se obsah poslední buňky posuvného registru nahradí obsahem předposlední buňky, ovšem před touto náhradou je obsah poslední buňky předán zpětné vazbě, kde spolu s dalším předaným obsahem z jiné buňky se přes Booleovu funkci přivede zpět na první buňku (vstup) posuvného registru.

U N-bitového posuvného registru existuje velké množství možností jak zpětnou vazbu zapojit, důvodem je fakt, že Booleových funkcí n proměnných je 2^{2^n} .

Například pro 5bitový lineární zpětnovazební posuvný registr, neboli LFSR, jsou známy tři možnosti zapojení uvedené v Tabulce 2.1 [11].

Tabulka 2.1: Umístění odbočky pro 5bitový LFSR

Počet odboček	Umístění odbočky
2	5, 3
4	5, 4, 3, 2
	5, 4, 3, 1

Umístění jedné odbočky je dáno vždy posledním bitem LFSR, tj. při 5 bitovém LFSR je odbočka dána vždy za pátým bitem. Dalším pravidlem pro tvoření odboček je fakt, že při počtu odboček rovno dvěma lze danou odbočku, která není za posledním bitem, zaměnit za odbočku vyjádřenou Vzorcem 2.5.

$$k \equiv N - k, \quad (2.5)$$

kde k je původní umístění odbočky a N je počet bitů LFSR.

Tabulka 2.2 zobrazuje pravdivostní tabulku EX-OR a EX-NOR, typicky používaných pro zpětnou vazbu.

Tabulka 2.2: Pravdivostní tabulka EX-OR a EX-NOR

Logický člen					
EX-OR			EX-NOR		
$Y = A \oplus B$			$Y = \overline{A \oplus B}$		
Vstup A	Vstup B	Výstup Y	Vstup A	Vstup B	Výstup Y
0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	0
1	1	0	1	1	1

Tabulka 2.3 zobrazuje několik příkladů umístění odboček, při nichž lze dosáhnout maximální délky posloupnosti generovaných náhodných čísel. Umístění příkladů odboček pro maximální délku posloupnosti do 168. řádu lineárního zpětnovazební posuvného registru je obsaženo v Tabulce E.1 Přílohy E [3][12].

Tabulka 2.3: *Tabulka umístění odboček při použití EX-NOR hradel*

Počet bitů registru	Umístění odbočky	Délka posloupnosti
3	3, 2	7
4	4, 3	15
5	5, 3	31
6	6, 5	63
7	7, 6	127
8	8, 6, 5, 4	255
9	9, 5	511
10	10, 7	1023
11	11, 9	2047
12	12, 6, 4, 1	4095

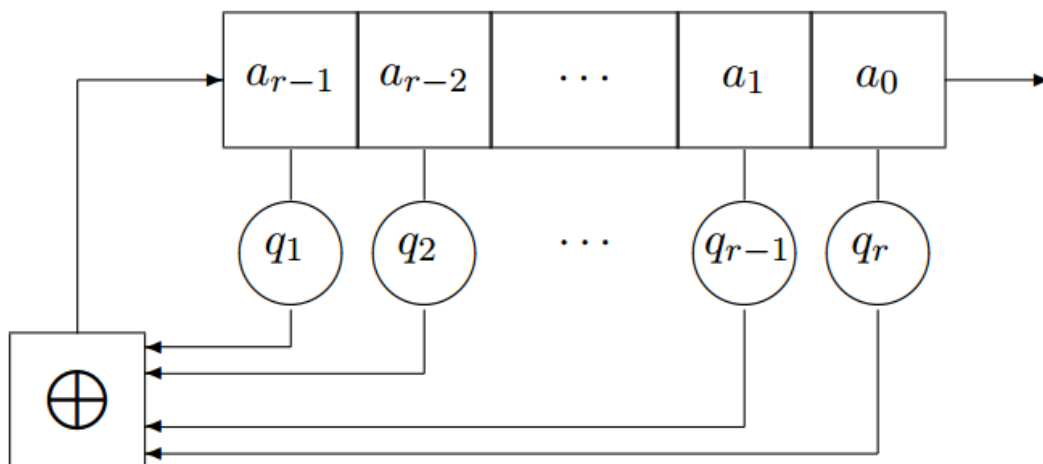
Četnost výskytu jednotlivých hodnot generovaných čísel je pro každé číslo stejné a konstantní:

$$r = \frac{1}{2^{N-1}}, \quad (2.6)$$

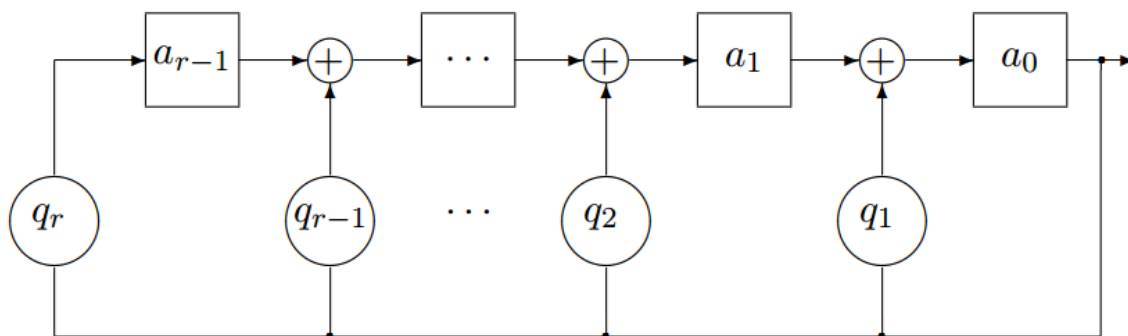
kde r je četnost výskytu a N je počet bitů registru.

Díky shodné četnosti výskytu jednotlivých čísel jsme schopni generovat spojitý signál s normálním rozložením. Většinou je plně dostačující použití zpětnovazebního posuvného registru, kde je počet bitů $N \geq 10$ [8][9].

Existují ovšem dvě pojetí uskupení lineárních zpětnovazebních posuvných registrů, Fibonacciho (Obrázek 2.10) a Galoiseho (Obrázek 2.11) [13], kde nejčastěji se používá Fibonacciho pojetí, a o tomto pojetí je taktéž psáno v této kapitole.



Obrázek 2.10: *Fibonacciho pojetí LFSR, kde a je bit registru a q je zpětnovazební odbočka*

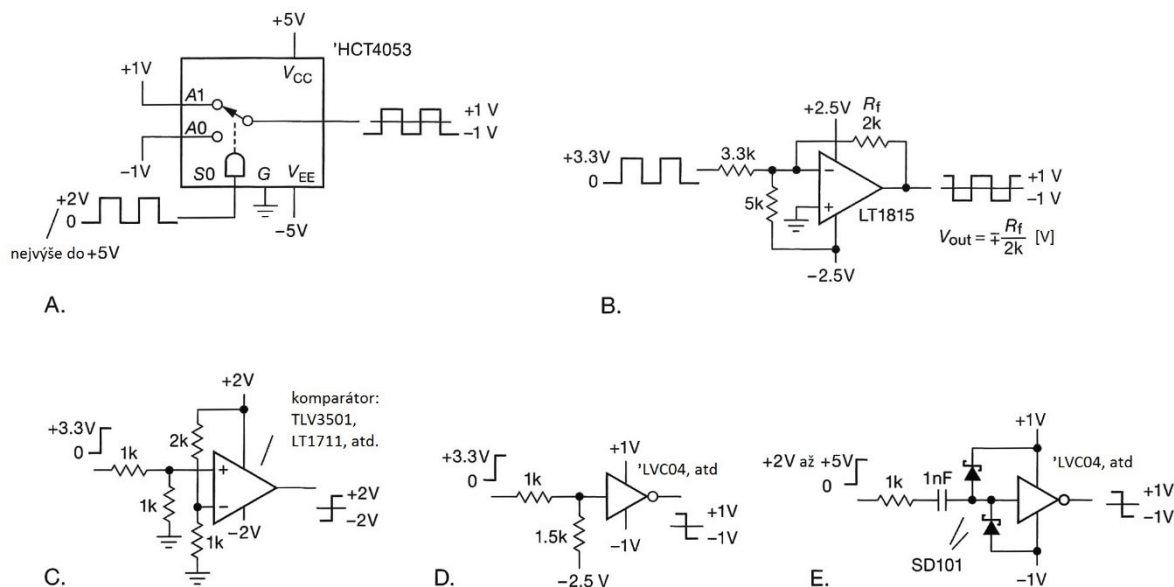


Obrázek 2.11: *Galoiseho pojetí LFSR, kde a je bit registru a q je zpětnovazební odbočka*

Posloupnost stavů LFSR se cyklicky opakuje až do dané maximální délky P_N . Během jedné posloupnosti se každý stav LFSR opakuje pouze jednou.

Pro kterýkoliv N -bitový LFSR, kde $N > 2$, existuje více posloupností P_N , jež se vzájemně liší sledem stavů. Každá různá posloupnost P_N pro daný N -bitový LFSR je dána různým zapojením lineární zpětné vazby.

Výstupní signál posuvného registru je nutné upravit na dvojúrovňové napětí určité velikosti (odstraněním stejnosměrné složky). Čili je požadována záporná úroveň pro logickou 0 a kladná úroveň pro logickou 1. Toto může být provedeno různými způsoby zobrazenými na Obrázku 2.12.



Obrázek 2.12: *Příklady úpravy úrovně signálu [3]*

Výstupní pseudonáhodný binární signál má střední kvadrát v čase $\overline{u^2(t)}$ roven:

$$\overline{u^2(t)} = A^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{P_N^2}\right), \quad (2.7)$$

kde A je napěťová velikost signálu a P_N je délka posloupnosti.

Mezi hlavní parametry pseudonáhodných generátorů šumu patří:

Doba jednoho kmitu T_T , která je dána vztahem:

$$T_T = \frac{1}{f_T}, \quad (2.8)$$

kde f_T je taktovací frekvence.

Výsledná délka v čase T_N , než se výstup z registru začne opakovat, je vyjádřena v Rovnici 2.9:

$$T_N = (2^N - 1) \cdot T_T \equiv \frac{(2^N - 1)}{f_T}. \quad (2.9)$$

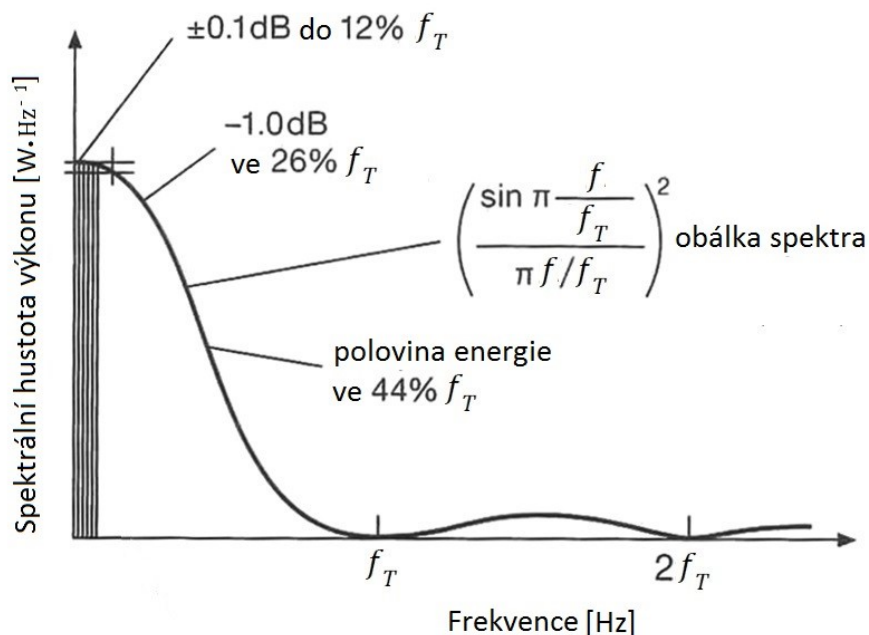
Spektrální charakteristika δ_f , udávající interval kmitočtu mezi sousedními složkami spektra, je dána Rovnicí 4.11:

$$\delta_f = \frac{f_T}{(2^N - 1)} \equiv \frac{1}{T_N} \quad (2.10)$$

V Rovnici 4.13 je zobrazen výpočet šířky pásma B , který je odvozen v literatuře [14].

$$B \approx 0,32 \cdot f_T. \quad (2.11)$$

Výkonové spektrum nefiltrovaného digitálního výstupu posuvných registrů je zobrazeno na Obrázku 2.13.



Obrázek 2.13: Výkonové spektrum nefiltrovaného digitálního signálu [3]

Typicky jsou pseudonáhodné generátory použity pro generování bílého šumu s přibližně normálním rozdělením. Jednoduché filtrování dolní propustí s RC článkem je dostatečné za předpokladu, že jeho bod 3 dB je nastaven hluboko pod časovací frekvenci (např. méně než 1% f_T). Typicky je dolní propust s mezním kmitočtem f_c stanovena rozmezím v Rovnici 2.12.

$$f_c = \frac{f_T}{10} \text{ až } \frac{f_T}{20}, \quad (2.12)$$

Chceme-li použít spektru bližší časovací frekvenci, doporučuje se použití filtru se strmějším omezením, např. Butterworth nebo Chebyshev. V tomto případě závisí rovinnost výsledného spektra na charakteristikách filtru. Vhodnou úpravou pseudonáhodného binárního šumu tak lze získat signál různých vlastností [3][10][15].

2.2.7 Stručné porovnání vlastností

Mezi významné výhody pseudonáhodných generátorů šumu patří jejich jednoduchost při zapojení s moderními integrovanými číslicovými obvody. Výstupní signál je dokonale reprodukovatelný, tzn. při zopakování je průběh signálu vždy totožný. Další předností je možnost odebírat různě posunutý totožný signál. Vhodnou úpravou lze získat téměř jakýkoliv druh šumu. Nevýhodou těchto generátorů je omezené frekvenční spektrum, dané vzorkovacím kmitočtem. Dále generují pouze pseudonáhodný signál, který se jen přibližuje ryze náhodnému signálu. Mimo jiné nám umožňuje vytvářet šum známého spektra a amplitudy s nastavitelnou šířkou pásma (pomocí nastavení časovací frekvence) pomocí spolehlivých a snadno udržovatelných digitálních obvodů.

Fyzikální generátory šumu generují ryze náhodný signál, což je jejich hlavní výhoda. Pro generování je ovšem nutné použití fyzikálního zdroje šumu, čili se u těchto generátorů vyskytují interference a jiné problémy, jež postihují citlivé nízkoúrovňové analogové obvody používané s diodovými nebo rezistorovými generátory šumu, tudíž jsou kladeny větší nároky na odrušení okolních obvodů. Rovněž je nutné vhodně vybírat tyto zdroje šumu s ohledem na jejich použití. Další nevýhodou je, že u ryze náhodných signálů je nutné počítat s možnou změnou jejich vlastností, čili nejsou dokonale reprodukovatelné [3][8].

3 Využití generátorů šumu v měřicí technice

Pro využití v měřicí technice se od šumového generátoru požaduje generování stacionárního náhodného signálu o známé a konstantní spektrální hustotě v potřebném frekvenčním rozsahu, čili požadujeme generování frekvenčně omezeného bílého šumu. Pro lepší využití je vhodné, aby byla hodnota spektrální hustoty nastavitelná.

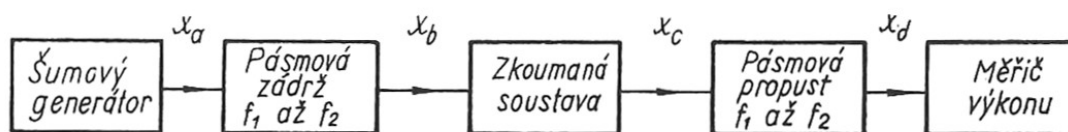
Využití šumových generátorů lze najít i mimo oblast měřicí techniky, a to například v rušičkách, sloužících k vyřazení z provozu skrytých diktafonů, drátových mikrofonů ve zdech, kontaktních i laserových mikrofonů, nebo při akustických naladěních a dalších [8].

3.1 Vibrační zkoušky

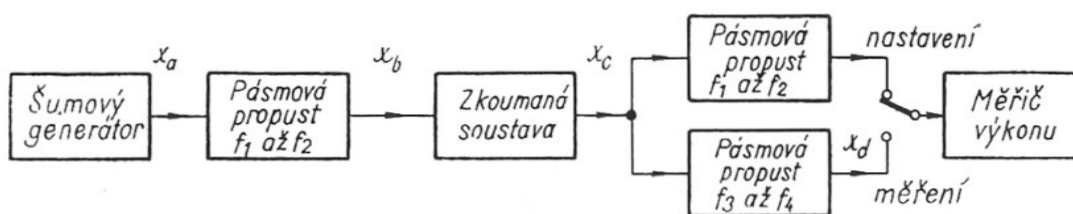
Vibrační zkoušky jsou významnou součástí hodnocení kvality mnoha výrobků. Výrobky jsou často vystavovány vibracím, což může zapříčinit jejich selhání, proto se výrobky podrobují vibrační zkoušce. Pro tuto zkoušku se vytvářejí vibrace vibračním stolem, na který je umístěn zkoušený výrobek. Stůl je elektrodynamický a jeho buzení je prováděno elektrickým signálem. Buzení může být provedeno různými harmonickými signály o konstantní frekvenci. Zařízení se tedy skládá z generátoru budicího signálu, filtrů, zesilovače a stolu. Pro co nejreálnější měření se používá buzení pomocí nízkofrekvenčního šumového generátoru. Samotné měření se provádí pomocí jednoho nebo několika snímačů, upevněných na samotný výrobek, kterými se vibrace převedou na elektrický signál. Měření elektrického signálu se následně vyhodnotí [10].

3.2 Měření nelineárního zkreslení

Měření pomocí šumových generátorů umožňuje zjišťování nelineárního zkreslení. Zkoumaná soustava představující nelineární obvod se vybudí šumem. Následně posuzujeme zkreslení vyvolané nelinearitami této soustavy oproti případu, kdy by soustava byla lineární. Toto se provede pozorováním frekvenčního spektra výstupního šumu. Pro toto měření se nejčastěji používají dvě metody zobrazené na Obrázcích 3.1 a 3.2 [8][10].



Obrázek 3.1: První metoda měření nelineárního zkreslení šumem [10]

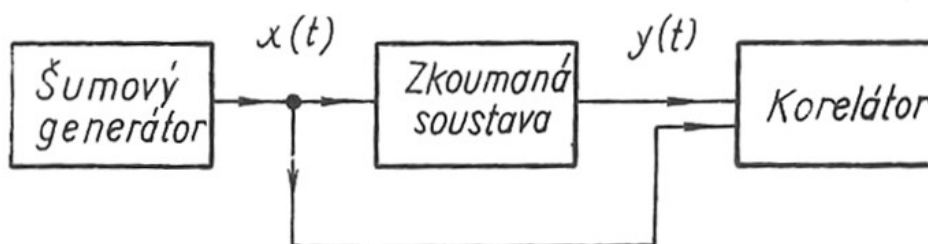


Obrázek 3.2: Druhá metoda měření nelineárního zkreslení šumem [10]

3.3 Měření impulsových charakteristik

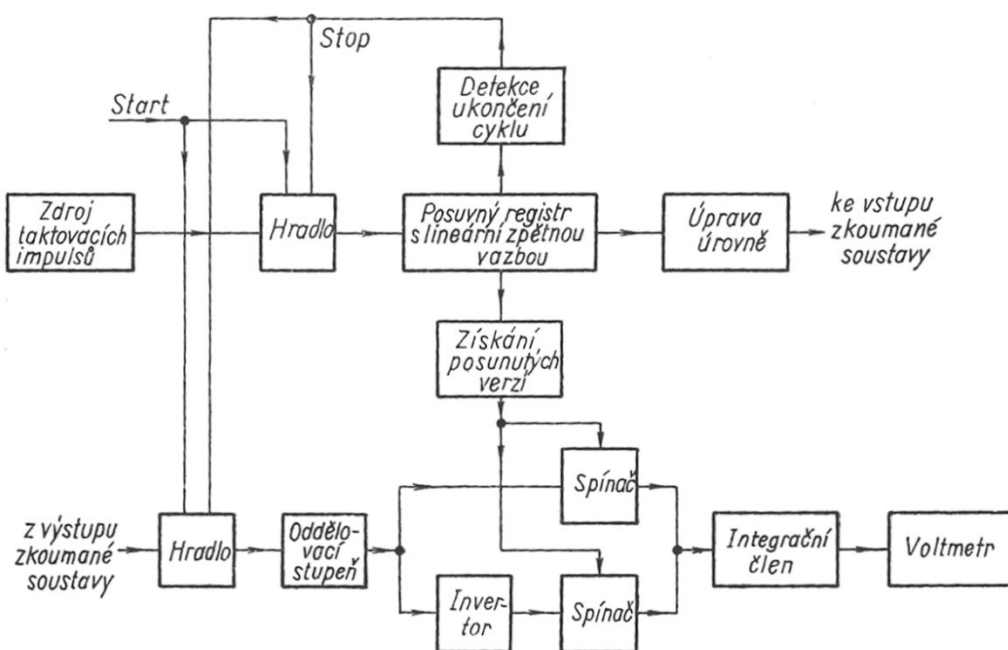
Vlastnosti lineárních soustav se vyjadřují v časové oblasti přechodovou charakteristikou (odezvou na jednotkový skok) nebo impulsovou charakteristikou (odezvou na jednotkový impuls).

Tyto charakteristiky se dají měřit pomocí deterministických signálů, ale i náhodných signálů, které lze používat i za normálního chodu měřené soustavy. Pokud přivedeme na vstup takovéto soustavy bílý šum o konstantní výkonové spektrální hustotě, kdy jeho autokorelační funkce je ve tvaru jednotkového impulsu, pak proměřením vzájemné korelační funkce vstupního a výstupního šumu pro různé zpoždění zjistíme impulsovou charakteristiku (Obrázek 3.3).



Obrázek 3.3: Realizace korelačního měření impulsové charakteristiky [10]

Vzhledem k faktu, že ideální bílý šum není realizovatelný, používá se nejčastěji pseudonáhodný binární signál. Příklad takovéto realizace zapojení korelačního měřiče impulsové charakteristiky můžeme vidět na Obrázku 3.4.



Obrázek 3.4: Příklad schématu zapojení korelačního měřiče impulsové charakteristiky [10]

Pro měření impulsové charakteristiky je nutné, aby zkoumaná soustava byla lineární [8][10].

3.4 Měření frekvenčních charakteristik

Náhodnými signály lze měřit i frekvenční charakteristiky lineárních invariantních soustav. Je-li na vstup takovéto soustavy přiveden bílý šum s konstantní výkonovou spektrální hustotou, a tímto šumem se soustava budí, pak měřením vzájemné výkonové spektrální hustoty vstupního a výstupního šumu lze zjistit frekvenční charakteristiku této soustavy (Obrázek 3.5).



Obrázek 3.5: Realizace měření frekvenční charakteristiky [10]

Měřiče vzájemné výkonové spektrální hustoty jsou velmi drahé a komplikované, proto se tento způsob měření příliš nerozšířil. Opět je možné i tímto způsobem měřit soustavu přímo za jejího normálního chodu [10].

3.5 Použití binárního šumu ve sdělovací technice a radiolokaci

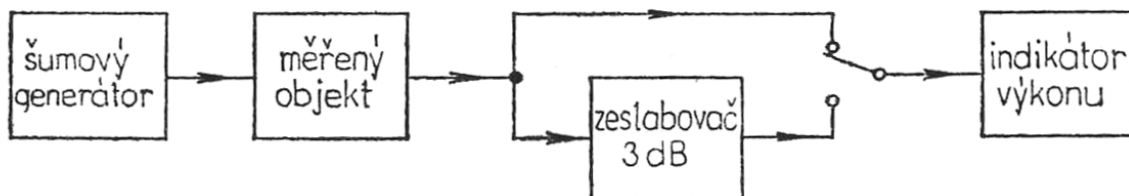
Použití pseudonáhodného binárního šumu je velké množství, často se však používá ve sdělovací technice a v radiolokaci. Konkrétně se například ve sdělovací technice používá pro šifrování zpráv (scrambler), nejčastější použití je k šifrování sériových dat v gigabitové Ethernetové komunikaci. Zpráva určená k přenosu je nesena binárním signálem, který se sečte modulo 2 s pseudonáhodným binárním signálem. Pseudonáhodný binární signál je zde v roli šifrovacího klíče. Dešifrování (descrambler) takto vytvořeného signálu se provádí opět pomocí sečtení modulo 2 se stejným pseudonáhodným binárním signálem jako při zašifrování. Použití pseudonáhodných binárních signálů je možné taktéž v radiolokaci, kde se uplatňují při měření velkých vzdáleností, když je odražený signál ukryt v šumu [3][10].

3.6 Měření činitele šumu

Důležitým ukazatelem při přenosu a zpracování signálů je právě činitel šumu (šumové číslo). Každý signál je vždy zatížen o šum. Odstup signálu od šumu je definován jako poměr výkonu signálu P k výkonu šumu $P_{\text{š}}$, kdy činitel šumu $F_{\text{š}}$ je definován jako poměr odstupu signálu od šumu na vstupu a na výstupu měřeného objektu (Rovnice 3.1).

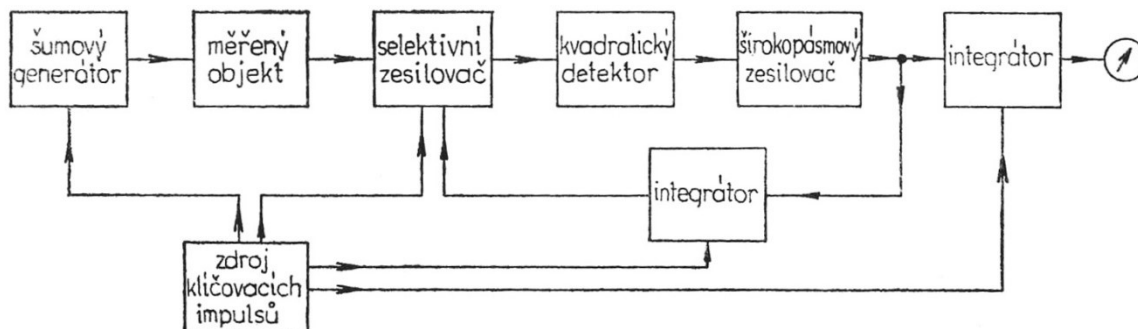
$$F_{\text{š}} = \frac{\frac{P_{\text{vst}}}{P_{\text{š vst}}}}{\frac{P_{\text{výst}}}{P_{\text{š výst}}}}. \quad (3.1)$$

Měření činitele šumu lze provést několika způsoby, nejvýhodnější je měření pomocí bílého šumu, kde na vstup měřeného objektu je přiveden tento šum a na výstup je připojen wattmetr nebo voltmetr.



Obrázek 3.6: Realizace měření činitele šumu [8]

Uspořádání přímo ukazujícího měřiče činitele šumu je zobrazeno na Obrázku 3.7.



Obrázek 3.7: Příklad schématu zapojení měřiče činitele šumu [8]

3.7 Další použití

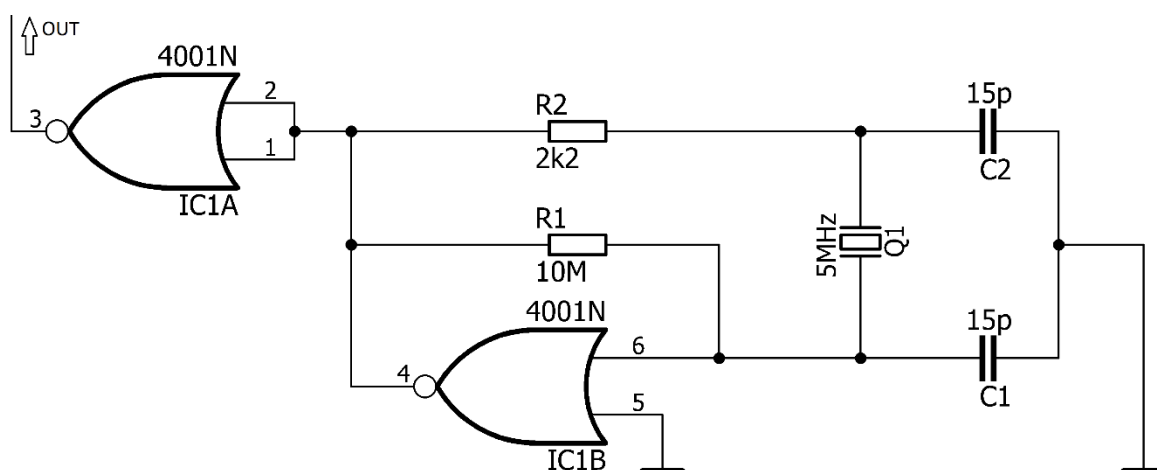
Jak již bylo naznačeno v úvodní části této kapitoly, pseudonáhodné bitové sekvence jsou užitečné i v řadě aplikací, které nemají nic společného s šumem. Mezi takové běžné použití patří generování diagramu oka nebo testování sériových linek pro bitové chyby (BER). Používají se také například v celulárních telefonních systémech CDMA, v soukromé šifře letecké linky standardu GMS, nebo v digitálním televizním vysílání. Jejich dobré autokorelační vlastnosti je činí ideální v kódech radarového měření, ve kterých se porovnává přijaté echo s přenášeným bitovým řetězcem [3].

4 Návrh pseudonáhodného generátoru šumu

Návrh pseudonáhodného generátoru šumu probíhal postupně a byl rozdělen do osmi částí. Každá část návrhu byla přizpůsobena očekávanému výstupnímu signálu o frekvenci do 1 MHz v podobě bílého a růžového šumu. Rovněž bylo potřeba splnit podmínku zadání ve vytvoření pseudonáhodného generátoru šumu polynomu $x^7 + x + 1$ nebo polynomu vyššího, a podmínku použití dostupné součástkové základny. V zapojení jsou použity součástky řady CD4000, které byly pro danou frekvenci vyhovující.

4.1 Časovač

V této části byl navrhnut časovač pro potřebu posuvných registrů. Výstupní časovací frekvence f_T tohoto časovače byla určena 5 MHz.



Obrázek 4.1: Schéma zapojení časovače

V zapojení časovače na Obrázku 4.1 si můžeme všimnout krystalem řízeného oscilátoru. Časovač je tvořen standardním Twin-T oscilátorem. Oscilátor byl nastaven na frekvenci f 5 MHz, korespondující s frekvencí 5 MHz použitého krystalu Q1. Oscilátor je vložen jako zpětná vazba hradla NOR IC1B tvořícího zesilovač. Zesilovač má jako zpětnou vazbu taktéž připojen rezistor R1 o určené hodnotě 10 MΩ, díky tomu se hradlo NOR uvede do stavu přepínání ve své lineární oblasti a začne zesilovat na úroveň $\frac{1}{2}$ napájecího napětí. Na výstup je umístěno druhé hradlo NOR IC1A, které představuje oddělovací zesilovač [16].

Hodnoty kondenzátorů C1 a C2 potřebné pro výpočet odporu R2 jsou určeny jako:

$$C1 = C2 = C = 15 \text{ pF}. \quad (4.1)$$

Odpor R2 je dán vztahem:

$$R2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 2122,25 \, \Omega \cong 2,12 \, \text{k}\Omega. \quad (4.2)$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota R2 změněna na 2,2 kΩ.

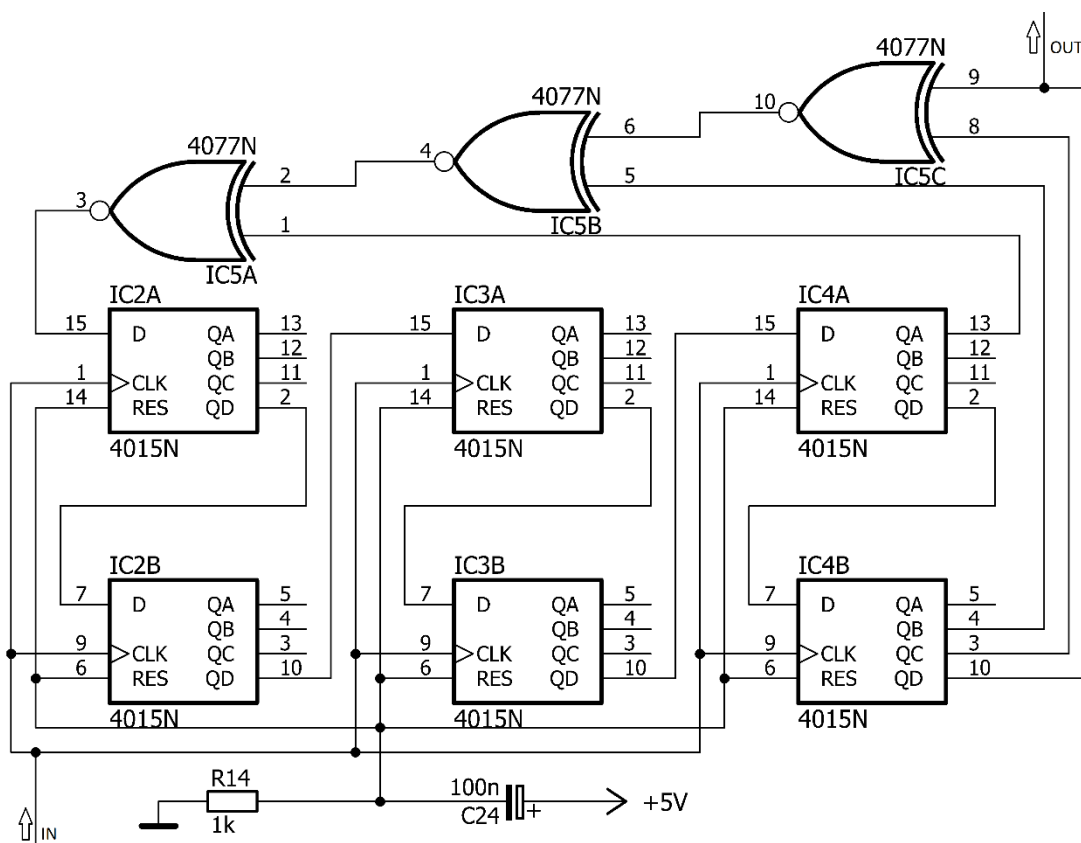
Výsledná frekvence obvodu je nyní:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 4822877 \text{ Hz} \cong 4,82 \text{ MHz}. \quad (4.3)$$

Předpokládá se případné doladění obvodu na 5 MHz v laboratoři. Pro hradla NOR byly použity součástky CD4001, pro které je maximální použitelná frekvence přibližně 5 MHz [17].

4.2 Lineární zpětnovazební posuvné registry

Páteční částí celého obvodu jsou právě posuvné registry. Generovanou pseudonáhodnost určitého polynomu docílíme počtem bitů v registrech. Například na polynom $x^7 + x + 1$ je zapotřebí registr s nejméně 7 bity, ovšem reálně k dostání je zapotřebí 8 bitový nebo 2 x 4 bitový posuvný registr. Při tomto návrhu je realizován pseudonáhodný generátor polynomu $x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{17} + 1$, tudíž konstrukčně je nutný posuvný registr s nejméně 24 bity. Pro toto použití bylo zvoleno 2 x 4 bitového posuvného registru CD4015, který byl umístěn v počtu tří registrů jako IC2A, IC2B, IC3A, IC3B, IC4A, IC4B (A a B značí uskupení registru v pouzdře CD4015) ve schématu zapojení na Obrázku 4.2 níže.



Obrázek 4.2: Schéma zapojení posuvných registrů

Velká míra pozornosti musí být kladena na reset těchto posuvných registrů, v případě posuvných registrů CD4015 je reset realizován jako krátký impuls kladného napětí do vstupu RES. Přivedením kladného napětí na kondenzátor C24 a zároveň uzemněním rezistoru R14 se tento RC

článek chová jako derivační článek, neboli jako horní propust, frekvence elektrické sítě je 50 Hz a přivedený impuls kladného napětí na reset je potřebný na dobu τ , kterou jsem určil 100 us.

Rezistor R14 byl zvolen:

$$R14 = 1 \text{ k}\Omega. \quad (4.4)$$

Časová konstanta τ derivačního článku je dána základní Rovnicí 4.5:

$$\tau = R \cdot C. \quad (4.5)$$

Dopočítání kondenzátoru C24 je dáno odvozením Rovnice 4.5:

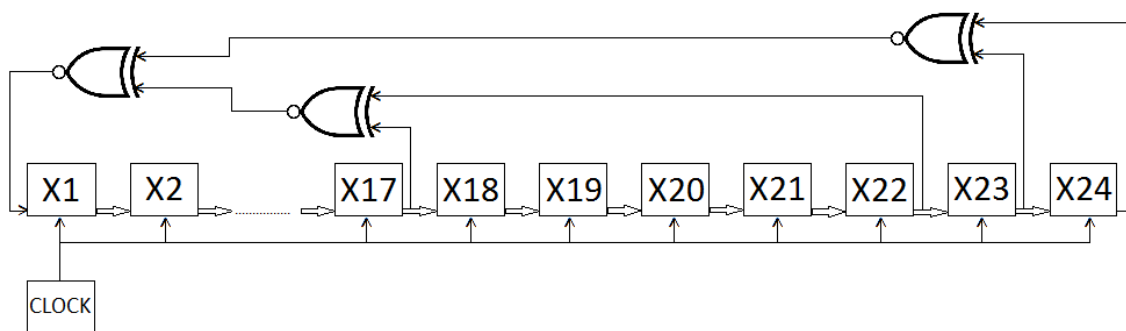
$$C24 = \frac{\tau}{R14} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 100 \text{ nF}. \quad (4.6)$$

Zároveň je nutné zajistit, aby mezní frekvence f_c byla větší než 50 Hz.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C24 \cdot R14} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 10^3} = 1591 \text{ Hz}. \quad (4.7)$$

V Rovnici 4.7 jsme ověřili, že mezní frekvence f_c je větší než 50 Hz.

Lineární zpětnovazební posuvný registr neboli LFSR vyžaduje pro svou funkci zpětnou vazbu, která je zajištěna přes hradlo EX-NOR nebo EX-OR dle návrhu obvodu. V tomto návrhu jsou použity tři EX-NOR hradla IC5A, IC5B, IC5C obsažené v jednom pouzdře CD4077, zapojení hradel je obsaženo v Obrázku 4.2. Při návrhu bylo vycházeno z Fibonacciho pojetí LFSR, pro zpětnou vazbu nebylo nepoužito EX-OR hradel z důvodu počátečního stavu, který by se musel jinak ošetřit jedním dodatečným hradlem s přivedeným budícím napětím. Počet a umístění odboček v registru bylo převzato z literatury [12], a použito v podobě odboček z 24., 23., 22. a 17. bitu registru. Obrázek 4.3 zobrazuje funkci 24. bitového LFSR, včetně vyobrazení použitých odboček.



Obrázek 4.3: 24. bitový LFSR

Na Obrázku 4.2 můžeme vidět vstup IN s připojeným signálem přivedeným z časovače a výstup OUT, kde vystupuje již pseudonáhodný digitální signál s šířkou pásma B. Výstup je vyveden z posledního bitu registru dle polynomu.

Polynom 24. řádu LFSR byl zvolen mnohem vyšší, než bylo požadováno, z důvodu většího počtu kombinací P_N . Výpočet počtu kombinací P_N vypadá takto:

$$P_N = 2^N - 1 = 2^{24} - 1 = 16777215, \quad (4.8)$$

kde N je počet bitů registru.

Doba jednoho kmitu T_T tohoto LFSR je pak dána vztahem:

$$T_T = \frac{1}{f_T} = \frac{1}{5 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-7} s = 200 \text{ ns}. \quad (4.9)$$

Výsledná délka v čase T_N , než se výstup z registru začne opakovat, je vyjádřena v Rovnici 4.10:

$$T_N = (2^N - 1) \cdot T_T \equiv \frac{(2^N - 1)}{f_T} = \frac{(2^{24} - 1)}{5 \cdot 10^6} = 3,355 \text{ s}. \quad (4.10)$$

Spektrální charakteristika δ_f , udávající interval kmitočtu mezi sousedními složkami spektra, je dána Rovnicí 4.11:

$$\delta_f = \frac{f_T}{(2^N - 1)} \equiv \frac{1}{T_N} = \frac{1}{3,355} = 0,298 \text{ Hz}. \quad (4.11)$$

Pro doplnění můžeme ověřit správnost výpočtem počtu bitů N :

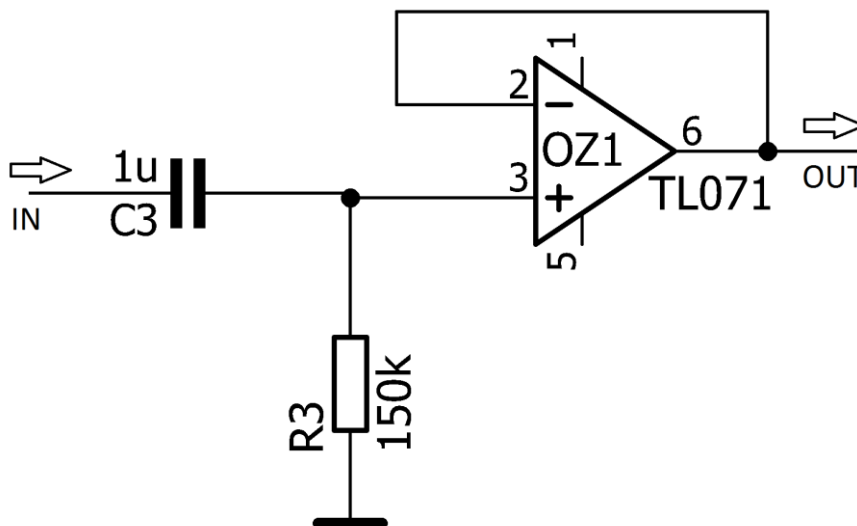
$$N = \log_2 \left(\frac{f_T}{\delta_f} \right) = \log_2 \left(\frac{5 \cdot 10^6}{0,298} \right) = 24. \quad (4.12)$$

V Rovnici 4.13 je zobrazen výpočet šířky pásma B :

$$B \approx 0,32 \cdot f_T = 0,32 \cdot 5 \cdot 10^6 = 1600000 \text{ Hz} \cong 1,6 \text{ MHz}. \quad (4.13)$$

4.3 Oddělovací stupeň

Návrh oddělovacího stupně na Obrázku 4.4 je tvořen horní propustí kondenzátoru C3 a rezistoru R3 vypočítanou na frekvenci 1 Hz, která plní funkci odrušení nízkofrekvenčního rušení a zároveň oddělení stejnosměrné složky, a dále pak operačního zesilovače OZ1, který plní funkci napěťového sledovače. Použitím sledovače získáme velký vstupní odpor a nezatížíme číslicový obvod.



Obrázek 4.4: Schéma zapojení oddělovacího stupně

Zpětná vazba je připojena na invertující vstup OZ1, přičemž vstupní signál je připojen na neinvertující vstup. Výstupní napětí je u tohoto zapojení rovno vstupnímu. Nedochází zde k žádnému zesílení. Pro tento účel byl vybrán nízko šumový operační zesilovač TL071.

Pro potřebu výpočtu horní propusti byl kondenzátor C3 určen:

$$C3 = 1 \mu F. \quad (4.14)$$

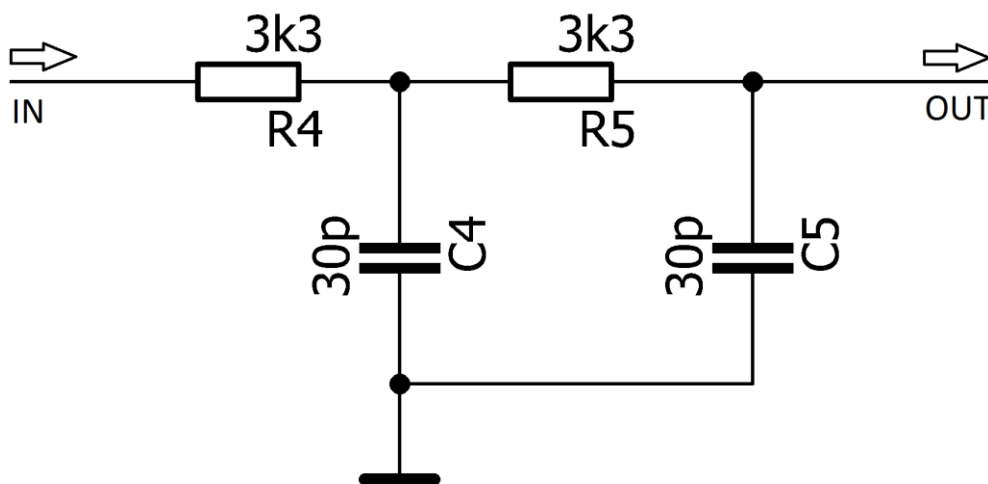
Rovnice výpočtu rezistoru R3:

$$R3 = \frac{1}{2\pi \cdot C3 \cdot f} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 159154,9 \Omega \approx 159,16 \text{ k}\Omega. \quad (4.15)$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota R3 změněna na 150 kΩ.

4.4 Filtr bílého šumu

Filtr bílého šumu (Obrázek 4.5) představuje dvojité RC filtry dolní propusti zkonstruovaný na mezní frekvenci f_{c2} 1 MHz, za touto mezní frekvencí následuje pokles -40 dB/dekádu. Tímto filtrem docílíme převodu digitálního signálu z číslicového obvodu na signál analogový (bílý šum).



Obrázek 4.5: Schéma zapojení filtru bílého šumu

Rezistory R4 a R5 byly zvoleny:

$$R4 = R5 = R = 3,3 \text{ k}\Omega. \quad (4.16)$$

Pro dopočítání kondenzátorů C4 a C5 bylo nutné odvodit základní vzorec pro výpočet frekvence dvojité dolní propusti v mezní frekvenci f_{c2} o hodnotě 1 MHz, která představuje frekvenci pro pokles o 3 dB [18].

Základní vzorec pro výpočet mezní frekvence f_{c2} s poklesem o 3 dB:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R4 \cdot R5 \cdot C4 \cdot C5}} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R \cdot R \cdot C \cdot C}} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}, \quad (4.17)$$

kde n je počet stupňů dolní propusti.

Vzhledem ke zjednodušení bylo určeno:

$$C4 = C5 = C. \quad (4.18)$$

Upravený základní vzorec pro dopočítání kondenzátorů C4 a C5:

$$C = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{2\pi f_{c2}}\right)^2}{R \cdot R} \cdot \left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)} = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6}\right)^2}{3,3 \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^3} \cdot \left(2^{\frac{1}{2}} - 1\right)} = 31,039 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cong \quad (4.19)$$

$$\cong 31 \text{ pF}.$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota C změněna na 30 pF.

Tlumení ζ je dáno poměrem RC členů:

$$\zeta = \frac{R4 \cdot C4 + R4 \cdot C5 + R5 \cdot C5}{2 \cdot \sqrt{R4 \cdot C4 \cdot R5 \cdot C5}} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} + 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} + 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot \sqrt{3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12}}} = 1,5. \quad (4.20)$$

Úhlová frekvence ω_T je vypočítána v Rovnici 4.21:

$$\omega_T = \frac{1}{\sqrt{R4 \cdot R5 \cdot C4 \cdot C5}} = \frac{1}{\sqrt{3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12}}} = 10101010,1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \cong \quad (4.21)$$

$$\cong 10,1 \text{ Mrad} \cdot \text{s}^{-1}.$$

Rovnici 4.22 vypočítáme mezní frekvenci f_{c1} :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R4 \cdot R5 \cdot C4 \cdot C5}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12}}} = 1607625,7 \text{ Hz} \cong \quad (4.22)$$

$$\cong 1,61 \text{ MHz}.$$

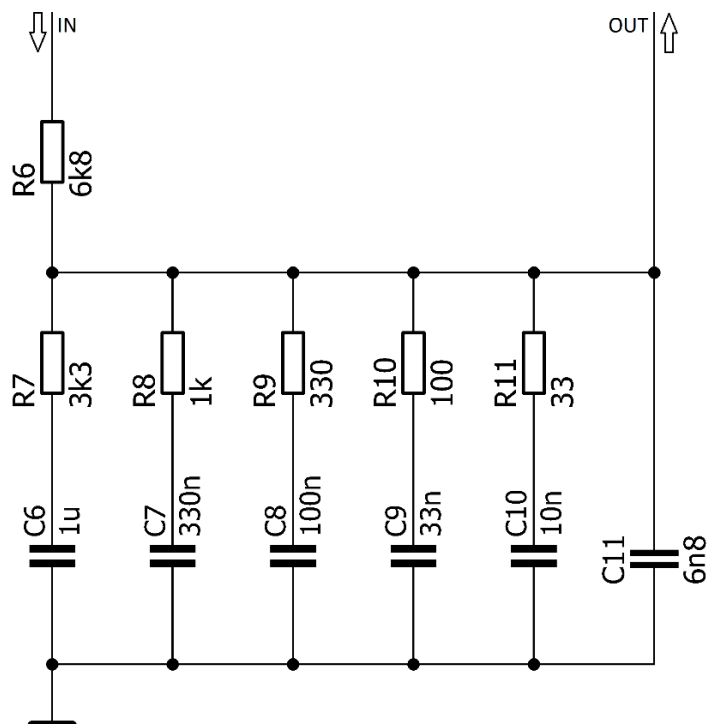
Nyní v rovnici 4.23 zkontrolujeme výslednou mezní frekvenci f_{c2} s poklesem o 3 dB:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R4 \cdot R5 \cdot C4 \cdot C5}} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12}}} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} = \quad (4.23)$$

$$= 1034658,7 \text{ Hz} \cong 1,04 \text{ MHz}.$$

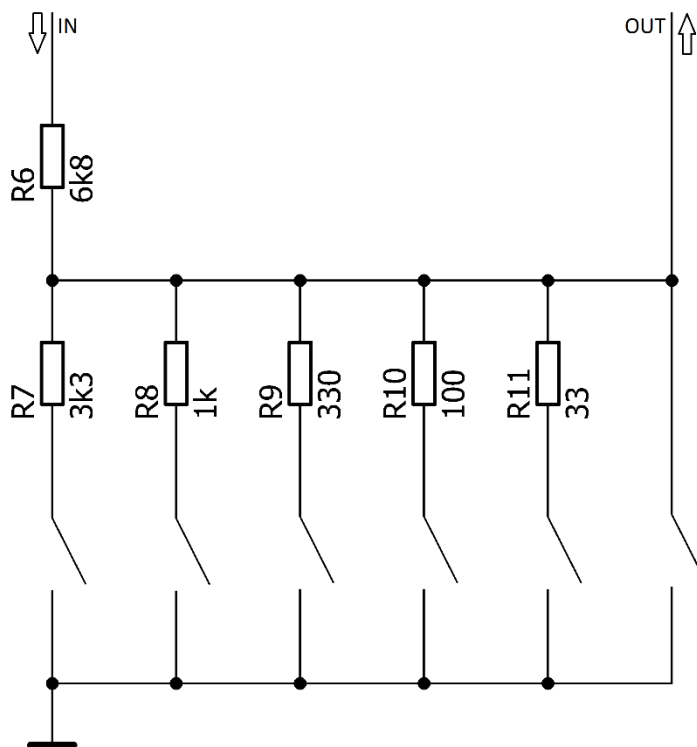
4.5 Filtr růžového šumu

Základní vlastností filtru růžového šumu je pokles úrovně signálu o -10 dB/dekádu, za posledním stupněm filtru je tento pokles strmější o -20 dB/dekádu. Filtrační stupně tohoto obvodu byly naladěny vzestupně na frekvenci 50 Hz, následovanou 500 Hz, 5 kHz, 50 kHz, 500 kHz a ukončenou 1 MHz. Při návrhu byl brán zřetel na poznatky z konstrukce těchto filtrů dle dostupných zdrojů [19] a dle teorie o růžovém šumu. Tento filtr je taktéž nazývaný filtr dolní propusti fraktálního řádu. Schéma zapojení tohoto filtru nalezneme na Obrázku 4.6.



Obrázek 4.6: Schéma zapojení filtru růžového šumu

Pro lepší představení výpočtů bylo vytvořeno schéma (Obrázek 4.7), kde je potřeba zjistit celkový vnitřní odpor činných větví.



Obrázek 4.7: Schéma zapojení pro potřeby výpočtů

Dle Obrázku 4.7 lze vypočítat jednotlivé dělicí poměry napětí. V návrhu potřebujeme, aby dělicí poměr byl na každém dalším stupni přibližně třikrát menší než na stupni předchozím, to nám udává strmost -10 dB/dekádu [20] .

Nejprve bylo nutné určit rezistory R7 a R6. Rezistor R7 byl zvolen:

$$R7 = 3,3 \text{ k}\Omega. \quad (4.24)$$

Základní vzorec pro výpočet dělicího poměru je popsán v Rovnici 4.25:

$$\frac{U_{R7}}{U_{R6}} = \frac{R7}{R6+R7}. \quad (4.25)$$

Dělicí poměr elektrického napětí by se měl rovnat 0,316 pro útlum 10 dB.

Pro převedení dělicího poměru na dB je Rovnice 4.25 upravena:

$$20 \log \left(\frac{U_{R7}}{U_{R6}} \right) = 20 \log \left(\frac{R7}{R6+R7} \right). \quad (4.26)$$

Z Rovnice 4.25 byl vyjádřen rezistor R6 vzhledem k požadovanému dělicímu poměru 0,316 a je dán Rovnicí 4.27:

$$R6 = \frac{R7}{0,316} - R7 = \frac{3,3 \cdot 10^3}{0,316} - 3,3 \cdot 10^3 = 7143 \Omega \cong 7,1 \text{ k}\Omega. \quad (4.27)$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota R6 upravena:

$$R6 = 6,8 \text{ k}\Omega. \quad (4.28)$$

Následující hodnoty rezistorů byly zvoleny vždy o hodnotě 0,316 krát hodnota předchozího rezistoru za použití řady E24:

$$R8 = 0,316 \cdot R6 = 0,316 \cdot 3,3 \cdot 10^3 = 1042,8 \Omega, \quad (4.29)$$

hodnota upravena na 1 kΩ.

$$R9 = 0,316 \cdot R8 = 0,316 \cdot 1 \cdot 10^3 = 316 \Omega, \quad (4.30)$$

hodnota upravena na 330 Ω.

$$R10 = 0,316 \cdot R9 = 0,316 \cdot 330 = 104,3 \Omega, \quad (4.31)$$

hodnota upravena na 100 Ω.

$$R11 = 0,316 \cdot R10 = 0,316 \cdot 100 = 31,6 \Omega, \quad (4.32)$$

hodnota upravena na 33 Ω.

Pro ověření správnosti hodnot rezistorů byly vypočítány dělicí poměry všech pěti stupňů.

Dělicí poměr prvního stupně je vypočítán Rovnicí 4.33:

$$\frac{U_{R7}}{U_{R6}} = \frac{R7}{R6+R7} = \frac{3,3 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 3,3 \cdot 10^3} = 0,327. \quad (4.33)$$

Po přepočtu výsledku Rovnice 4.33 na dB:

$$20 \log(0,327) = -9,71 \text{ dB}. \quad (4.34)$$

Dělicí poměr druhého stupně je vypočítán Rovnicí 4.35:

$$\frac{U_{R8}}{U_{R6}} = \frac{R7 \parallel R8}{R6 + (R7 \parallel R8)} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + (3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3)} = \frac{767}{6,8 \cdot 10^3 + 767} = 0,102. \quad (4.35)$$

Po přepočtu výsledku Rovnice 4.35 na dB:

$$20 \log(0,102) = -19,83 \text{ dB}. \quad (4.36)$$

Dělicí poměr třetího stupně je vypočítán Rovnicí 4.37:

$$\frac{U_{R9}}{U_{R6}} = \frac{R7 \parallel R8 \parallel R9}{R6 + (R7 \parallel R8 \parallel R9)} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330}{6,8 \cdot 10^3 + (3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330)} = \frac{230}{6,8 \cdot 10^3 + 230} = 0,0327. \quad (4.37)$$

Po přepočtu výsledku Rovnice 4.37 na dB:

$$20 \log(0,0327) = -29,71 \text{ dB}. \quad (4.38)$$

Dělicí poměr čtvrtého stupně je vypočítán Rovnicí 4.39:

$$\frac{U_{R10}}{U_{R6}} = \frac{R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10}{R6 + (R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10)} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330 \parallel 100}{6,8 \cdot 10^3 + (3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330 \parallel 100)} = \frac{69,7}{6,8 \cdot 10^3 + 69,7} = 0,0102. \quad (4.39)$$

Po přepočtu výsledku Rovnice 4.39 na dB:

$$20 \log(0,0102) = -39,83 \text{ dB}. \quad (4.40)$$

Dělicí poměr pátého stupně je vypočítán Rovnicí 4.41:

$$\frac{U_{R11}}{U_{R6}} = \frac{R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10 \parallel R11}{R6 + (R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10 \parallel R11)} = \frac{3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330 \parallel 100 \parallel 33}{6,8 \cdot 10^3 + (3,3 \cdot 10^3 \parallel 1 \cdot 10^3 \parallel 330 \parallel 100 \parallel 33)} = \frac{22,4}{6,8 \cdot 10^3 + 22,4} = 0,00328. \quad (4.41)$$

Po přepočtu výsledku Rovnice 4.41 na dB:

$$20 \log(0,00328) = -49,68 \text{ dB}. \quad (4.42)$$

Pro výpočet požadované mezní frekvence bylo vycházeno ze základního vzorce:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}. \quad (4.43)$$

Z Rovnice 4.43 byl vyjádřen kondenzátor C6 vzhledem k požadované mezní frekvenci f_{c1} 50 Hz a je dán Rovnicí 4.44:

$$C6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R7 \cdot f_{c1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 50} = 9,65 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 965 \text{ nF}. \quad (4.44)$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota C6 upravena:

$$C6 = 1 \mu\text{F}. \quad (4.45)$$

Následující hodnoty kondenzátorů byly zvoleny vždy o hodnotě 0,316 krát hodnota předchozího kondenzátoru za použití řady E24:

$$C7 = 0,316 \cdot C6 = 0,316 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 316 \text{ nF}, \quad (4.46)$$

hodnota upravena na 330 nF.

$$C8 = 0,316 \cdot C7 = 0,316 \cdot 330 \cdot 10^{-9} = 104 \text{ nF}, \quad (4.47)$$

hodnota upravena na 100 nF.

$$C9 = 0,316 \cdot C8 = 0,316 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 31,6 \text{ nF}, \quad (4.48)$$

hodnota upravena na 33 nF.

$$C10 = 0,316 \cdot C9 = 0,316 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 10,4 \text{ nF}, \quad (4.49)$$

hodnota upravena na 10 nF.

Následně byla ověřena správnost hodnot kondenzátorů pro požadované mezní frekvence každého stupně.

Mezní frekvence f_{c1} vyjádřená Rovnicí 4.50 pro první stupeň:

$$f_{c1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R7 \cdot C6} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 48,229 \text{ Hz} \cong 48,23 \text{ Hz}. \quad (4.50)$$

Mezní frekvence f_{c2} vyjádřená Rovnicí 4.51 pro druhý stupeň:

$$f_{c2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C7} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^{-9}} = 482,288 \text{ Hz} \cong 482,29 \text{ Hz}. \quad (4.51)$$

Mezní frekvence f_{c3} vyjádřená Rovnicí 4.52 pro třetí stupeň:

$$f_{c3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R9 \cdot C8} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 330 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 4822,877 \text{ Hz} \cong 4,82 \text{ kHz}. \quad (4.52)$$

Mezní frekvence f_{c4} vyjádřená Rovnicí 4.53 pro čtvrtý stupeň:

$$f_{c4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R10 \cdot C9} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 48228,771 \text{ Hz} \cong 48,23 \text{ kHz}. \quad (4.53)$$

Mezní frekvence f_{c5} vyjádřená Rovnicí 4.54 pro pátý stupeň:

$$f_{c5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R11 \cdot C10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 33 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 482287,706 \text{ Hz} \cong 482,29 \text{ kHz}. \quad (4.54)$$

Pro výpočet kondenzátoru C11 bylo nutné brát všechny stupně jako zatížené, tudíž výsledná rovnice při požadované mezní frekvenci f_{c6} 1 MHz je:

$$C11 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10 \parallel R11) \cdot f_{c6}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22,4 \cdot 1 \cdot 10^6} = 7,1 \cdot 10^{-9} = 7,1 \text{ nF}. \quad (4.55)$$

Z důvodu použití řady E24 byla hodnota C11 upravena:

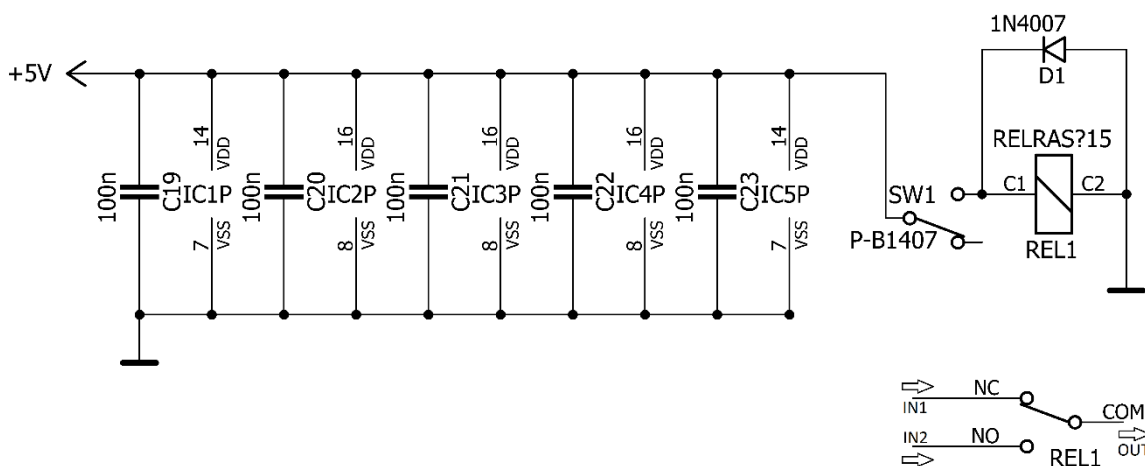
$$C11 = 6,8 \text{ nF}. \quad (4.56)$$

Ověření hodnoty kondenzátoru C11 výpočtem mezní frekvence f_{c6} vyjádřené Rovnicí 4.55 pro šestý stupeň (ukončovací):

$$f_{c6} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R7 \parallel R8 \parallel R9 \parallel R10 \parallel R11) \cdot C11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22,4 \cdot 6,8 \cdot 10^{-9}} = 1044872,263 \text{ Hz} \cong 1,05 \text{ MHz}. \quad (4.57)$$

4.6 Přepínač signálů

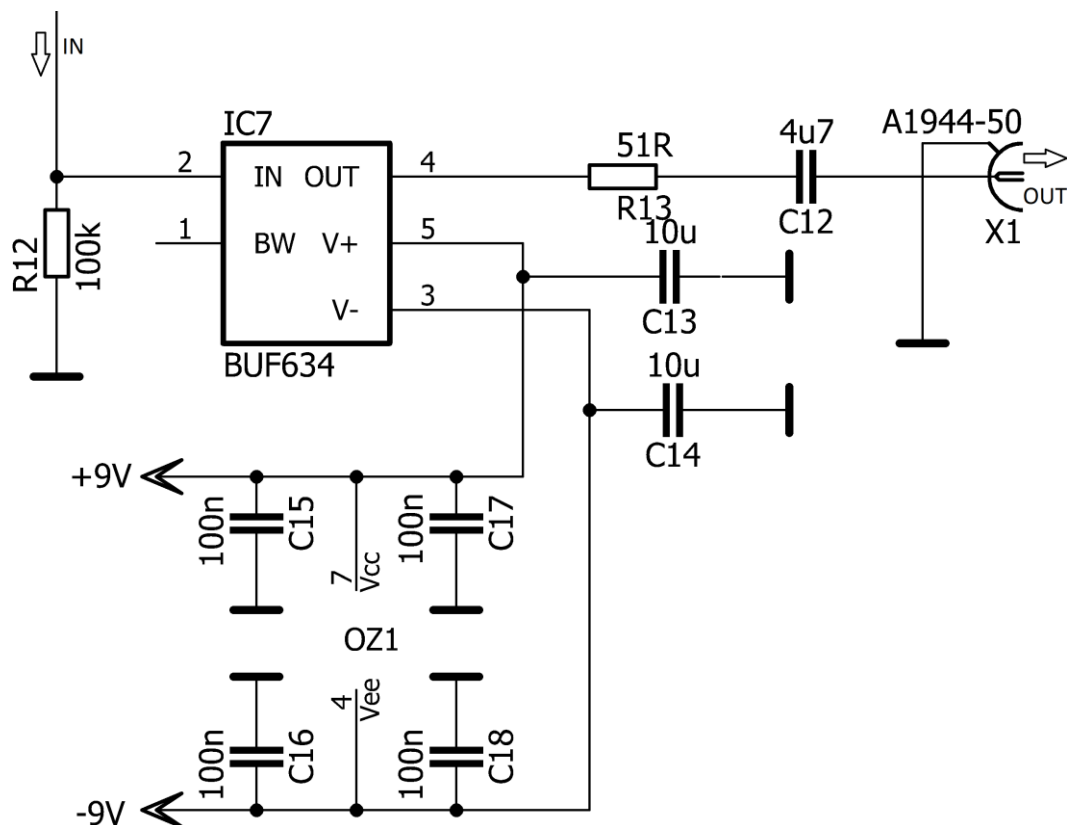
V této části obvodu (Obrázek 4.8) bylo navrženo jednoduché přepínání signálů pomocí posuvného přepínače SW1, ten je připojen na relé REL1, které při sepnutí přepne ze vstupu IN1 na vstup IN2. Vstup IN1 je vstup bílého šumu a vstup IN2 je vstup růžového šumu, OUT pak značí pokračování signálu k další části obvodu. Dále si pak můžeme všimnout napájecích částí integrovaných obvodů IC1 až IC5, kde u každého je umístěn blokovací kondenzátor o hodnotě 100 nF.



Obrázek 4.8: Schéma zapojení přepínače signálů

4.7 Výstup signálu

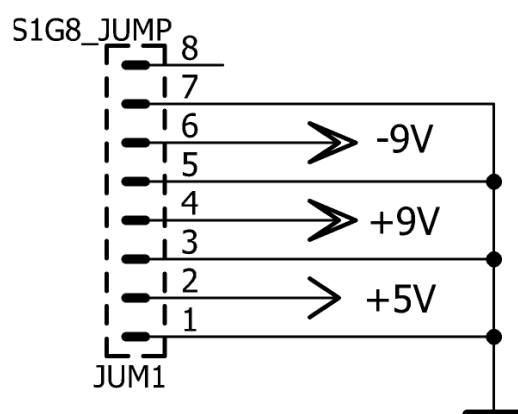
Před výstupem signálu z obvodu bylo vhodné použití vysokorychlostního oddělovacího zesilovače s jednotkovým ziskem BUF634 značený jako IC7 na Obrázku 4.9. Tento oddělovací zesilovač byl použit za cílem zvýšení výstupního proudu, který dle specifikací může dosahovat až 250 mA. Na vstup oddělovacího zesilovače je připojen rezistor R12 položený proti uzemnění, který zajišťuje nastavení pracovního bodu oddělovacího zesilovače BUF634. Výstup z tohoto oddělovacího zesilovače je rezistorem R13 přizpůsoben 50 Ω koaxiálnímu kabelu, dále je zde umístěn výstupní kompenzační kondenzátor C12 a BNC konektor X1. Na Obrázku 4.9 je taktéž uveden napájecí okruh pro operační zesilovač OZ1 z podkapitoly 4.3, kde ke každému napájecímu vstupu připadá jeden blokovací kondenzátor. Kondenzátor C13 a C14 zajišťuje dodatečnou kompenzaci napájení oddělovacího zesilovače.



Obrázek 4.9: *Schéma zapojení výstupu signálu*

4.8 Napájecí vstup

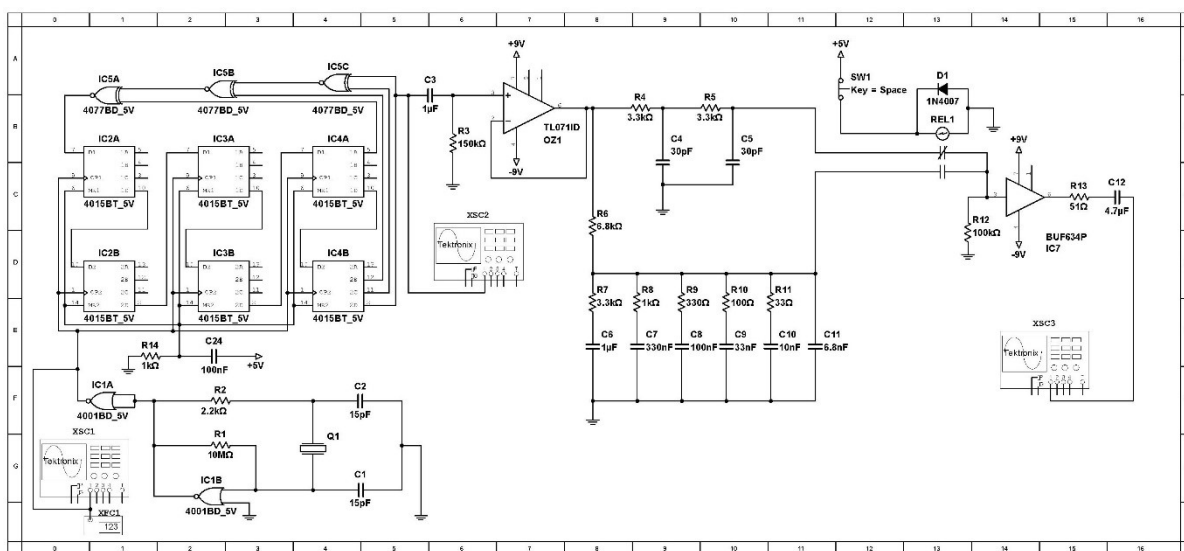
Poslední částí celého obvodu je řešení napájecího vstupu, který je realizován pomocí osmi pinového kolíkového konektoru JUM1. V návrhu bylo předpokládáno budoucí zkonstruování napájecí desky plošných spojů, která bude následně propojena pomocí jednořadé osmi pinové přímé zásuvky. Zapojení jednotlivých pinů je patrné na Obrázku 4.10.



Obrázek 4.10: *Schéma zapojení napájecího vstupu*

5 Simulace obvodu v programu NI Multisim

Pro potřeby simulace byl zvolen program NI Multisim verze 14.0. Vytvořené schéma v programu NI Multisim na Obrázku 5.1 představuje upravené zkompleťované zapojení převzaté z Kapitoly 4, kde v rámci simulace nebylo nutné používat blokové kondenzátory u napájení, ani kompenzační kondenzátory použité u napájení oddělovacího zesilovače IC7, tudíž byly vypuštěny, rovněž byly přidány osciloskopy XSC a čítač frekvence XFC. Jako osciloskop byl použit Tektronix TDS 2024, který byl vybrán jako nejpodobnější osciloskopu použitým v reálném měření. Jako čítač frekvence byl zvolen standardní Frequency counter, který posloužil k odečítání hodnot frekvence při zapisování do tabulky. Plná velikost schématu zapojení obvodu je obsaženo v Příloze B: Obrázek B.1.

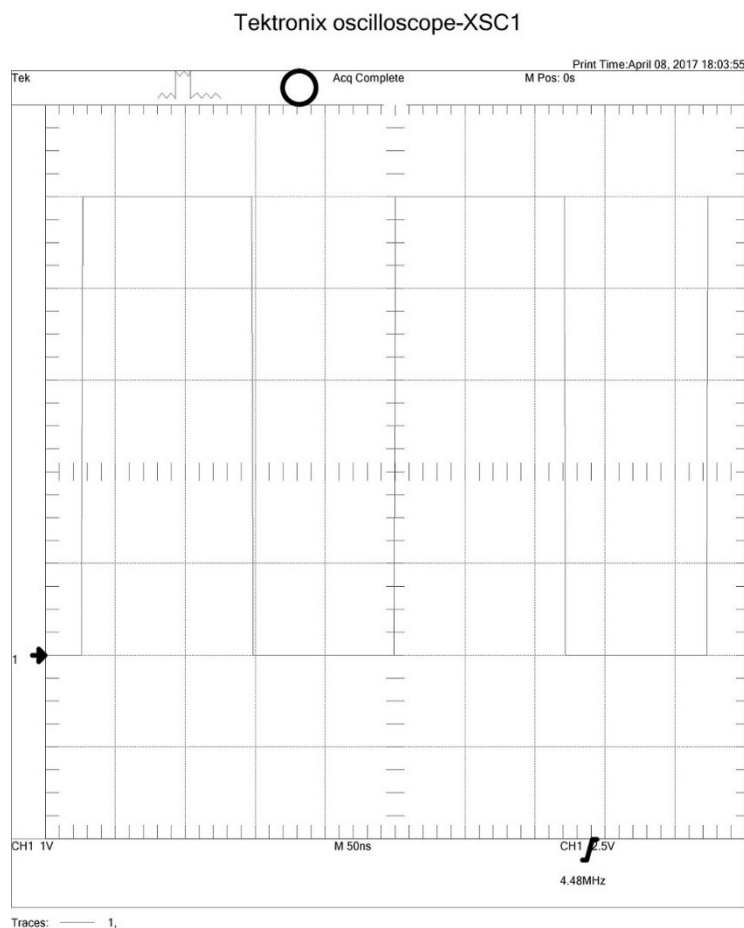


Obrázek 5.1: Ukázka schématu zapojení v programu NI Multisim

Pro kontrolu správnosti sestavení obvodu byly určeny 3 měřicí body. První bod je umístěn za časovací částí, kde je kontrolována časovací frekvence určená k časování hradel. Jako druhý měřicí bod je určeno místo výstupu signálu za částí obvodu s lineárními zpětnovazebními posuvnými registry, kde se kontroluje tvar i parametry výstupního pseudonáhodného číslicového signálu. Jako poslední měřicí bod je určen reálný výstup obvodu (v případě simulace je výstup představován kondenzátorem C12), kde vystupuje signál v podobě bílého či růžového šumu. V tomto případě opět sledujeme tvar i parametry tohoto signálu, dále pak provádíme funkci FFT.

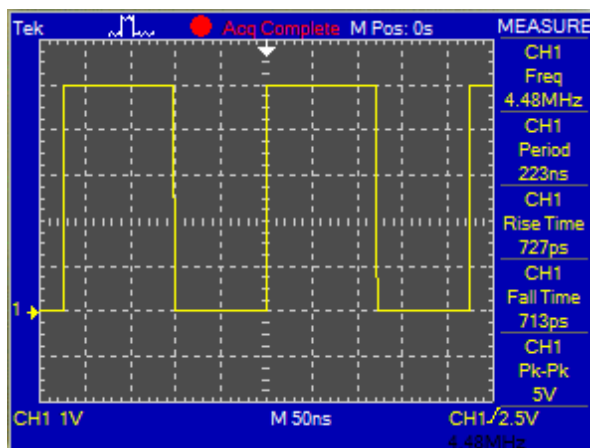
5.1 První bod měření

Na obrázku 5.2 je znázorněn průběh signálu při výstupu z časovací části obvodu, čili z prvního bodu měření.



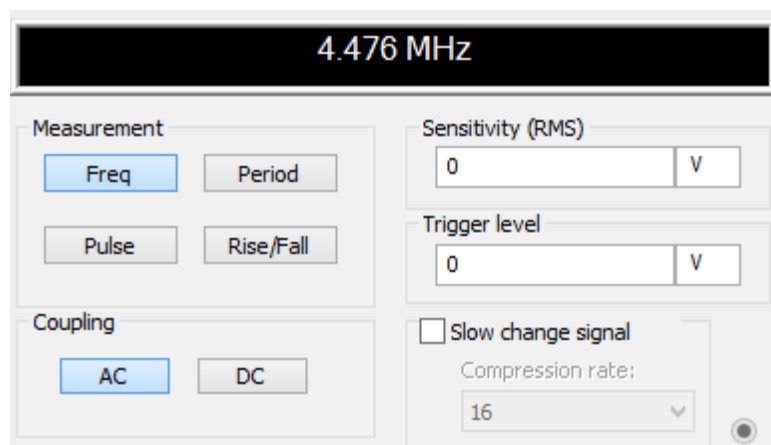
Obrázek 5.2: Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC1

Na obrázku 5.2 si můžeme všimnout obdélníkového průběhu signálu o frekvenci 4,48 MHz, který dokazuje správnou funkčnost návrhu této části obvodu. Na obrázku níže (Obrázek 5.3) je zobrazena ukázka obrazovky osciloskopu XSC1, kde jsou zobrazeny i dodatečné měřené hodnoty periody signálu, náběžný a sestupný čas signálu a Peak-Peak.



Obrázek 5.3: Ukázka obrazovky osciloskopu XSC1 při měření

Zaznamenávání odečtených hodnot do tabulky bylo prováděno pomocí čítače frekvence XFC1, který je zobrazen na Obrázku 5.4.



Obrázek 5.4: Ukázka čítače frekvence XFC1

Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v Příloze C: Tabulka C.1.

Výběrový průměr \bar{f} z naměřených hodnot frekvence f_i se určí ze vztahu:

$$\bar{f} = \frac{\sum_{i=1}^n f_i}{n} = \frac{44,763}{10} = 4,4763 \text{ MHz}, \quad (5.1)$$

a standardní nejistota u_{Af} ze vztahu:

$$u_{Af} = s_{\bar{f}} = \frac{s_f}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta f_i^2} = \sqrt{\frac{4,1 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 9}} = 213 \cdot 10^{-6} \text{ MHz}. \quad (5.2)$$

Rozšířená standardní nejistota U se vypočte ze vztahu:

$$U = k_u \cdot u_{Af} = 2 \cdot 213 \cdot 10^{-6} = 0,0004 \text{ MHz}, \quad (5.3)$$

přičemž je doporučováno $k_u = 2$ pro konfidenční úroveň 95 %.

$$f_S = (4,4763 \pm 0,0004) \text{ MHz}, \text{ pro } k_u = 2. \quad (5.4)$$

Simulovaná frekvence f_s je $(4,4763 \pm 0,0004) \text{ MHz}$, dle rovnice 5.4.

Relativní odchylka simulované frekvence δ_{f_s} se vypočte ze vztahu:

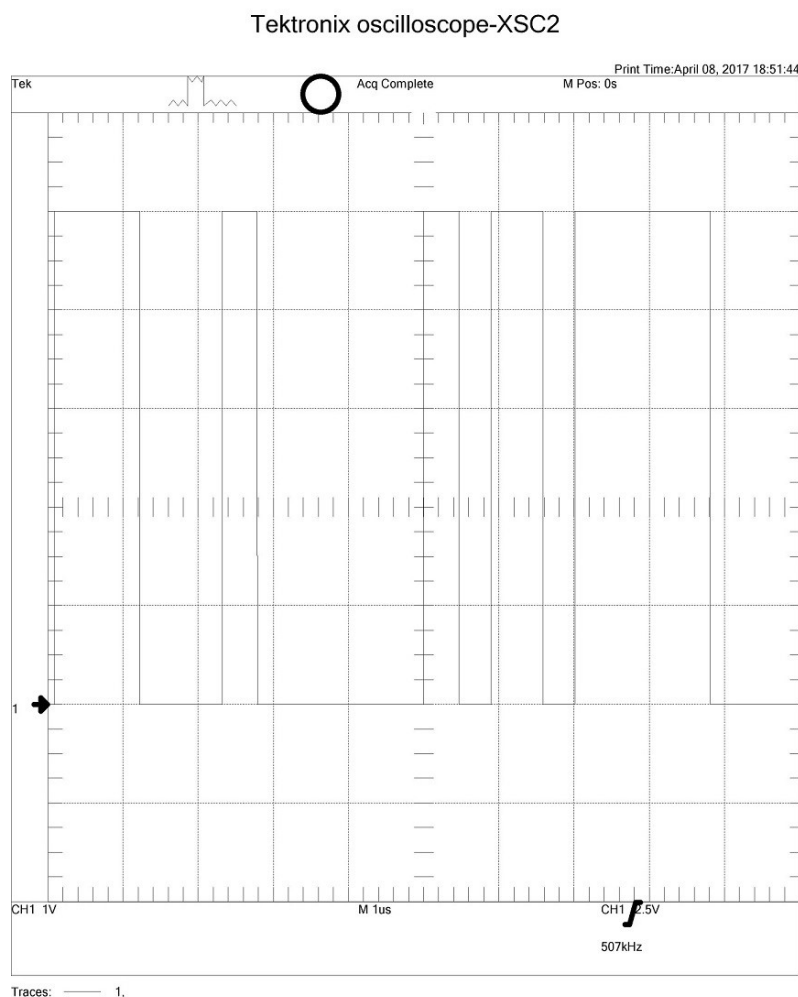
$$\delta_{f_s} = \left| \frac{f_v - f_s}{f_v} \right| \cdot 100 = \left| \frac{5 - 4,4763}{5} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,5237}{5} \right| \cdot 100 = 10,47 \%, \quad (5.5)$$

kde f_v je vypočítaná frekvence pro časovací část a f_s je simulovaná frekvence.

Tato odchylka je způsobena pravděpodobně SPICE modelem používaným simulací, konkrétně pro hradlo CD4001, jelikož frekvence 5 MHz je pro toto hradlo úplné maximum při napájení 5 V a simulace jej vytěžuje jen do 4,5 MHz.

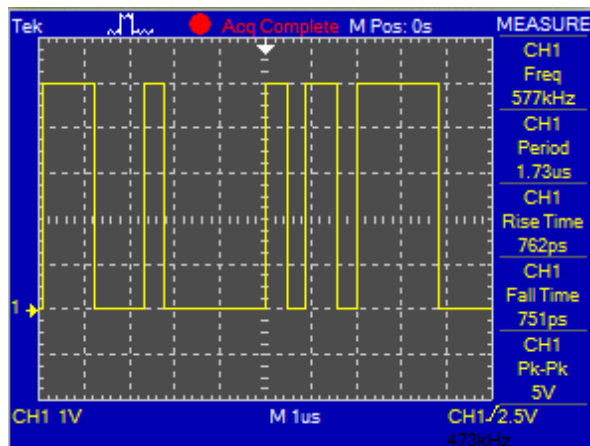
5.2 Druhý bod měření

Na obrázku 5.5 je znázorněn průběh signálu při výstupu z části obvodu s lineárními zpětnovazebními posuvnými registry, čili z druhého bodu měření.



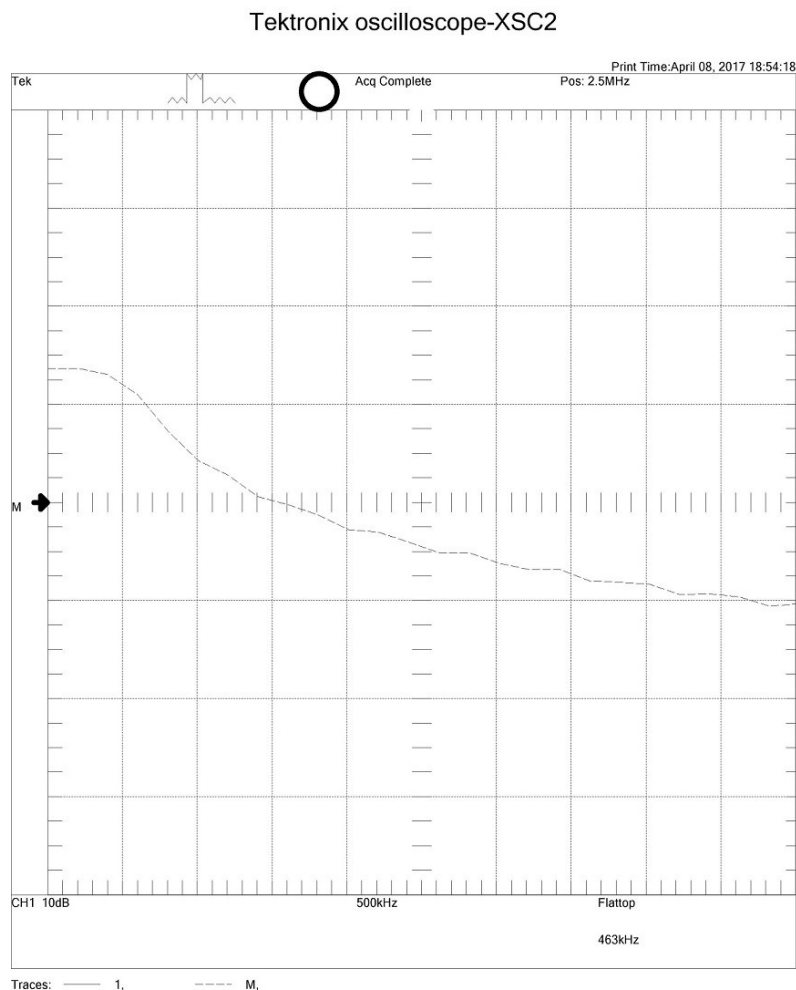
Obrázek 5.5: Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC2

Na obrázku 5.5 si můžeme všimnout pseudonáhodného obdélníkového průběhu signálu s momentální frekvencí 507 kHz, který dokazuje správnou funkčnost návrhu této části obvodu. Na obrázku níže (Obrázek 5.6) je zobrazena ukázka obrazovky osciloskopu XSC2, kde jsou zobrazeny i dodatečné měřené hodnoty periody signálu, náběžný a sestupný čas signálu a Peak-Peak.



Obrázek 5.6: Ukázka obrazovky osciloskopu XSC2 při měření

Zobrazení funkce FFT na osciloskopu XSC2 je na Obrázku 5.7.



Obrázek 5.7: Zobrazení FFT osciloskopem XSC2

Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v Příloze C: Tabulka C.2. Bylo zaznamenáno 20 hodnot a sledováno, zda je výstupní signál o frekvenci do 1,6 MHz, jelikož se nachází v základním pásmu, a šířka pásma je určena nejvyšší frekvencí.

Dle Tabulky C.2 v Příloze C zjistíme šířku pásma B:

$$B = f_{max} = 996,145 \text{ kHz} \cong 1 \text{ MHz}, \quad (5.6)$$

kde f_{max} je maximální hodnota frekvence.

Relativní odchylka simulované frekvence $\delta_{f_{max}}$ o šířce pásma B se vypočte ze vztahu:

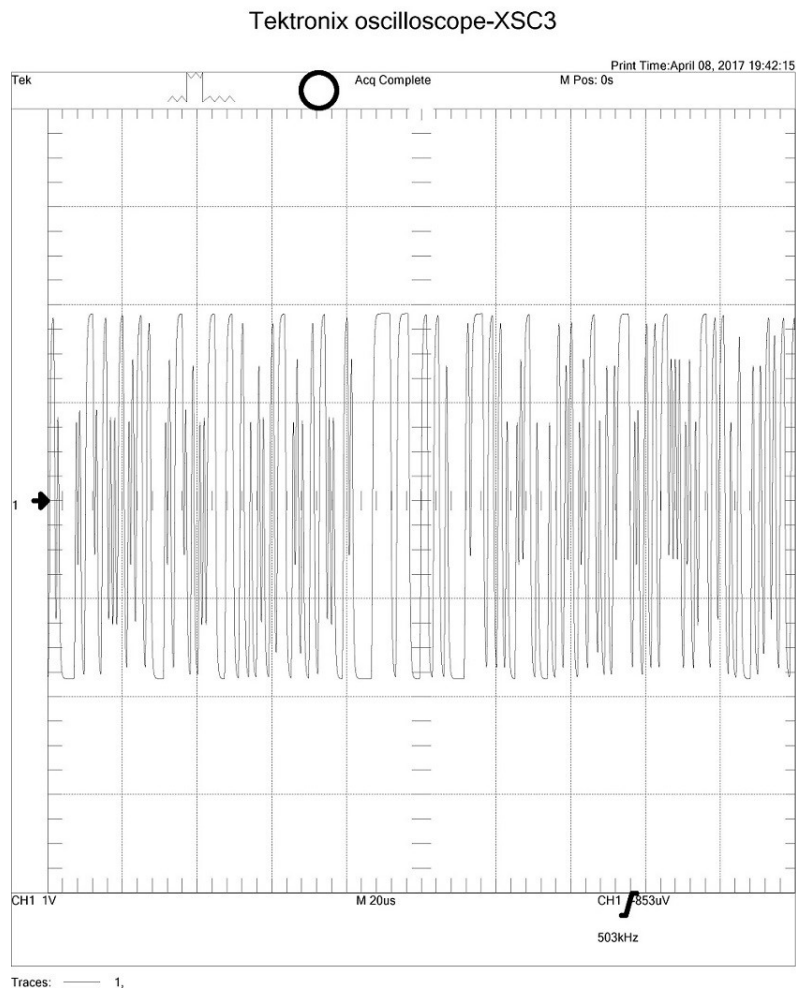
$$\delta_{f_{max}} = \left| \frac{f_V - f_{max}}{f_V} \right| \cdot 100 = \left| \frac{1,6 - 1}{1,6} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,6}{1,6} \right| \cdot 100 = 37,5 \%, \quad (5.7)$$

kde f_V je vypočítaná frekvence o šířce pásma B pro část obvodu s lineárními zpětnovazebními posuvnými registry a f_{max} je maximální hodnota frekvence (šířka pásma).

Opět je tato odchylka způsobena pravděpodobně SPICE modelem používaným simulací.

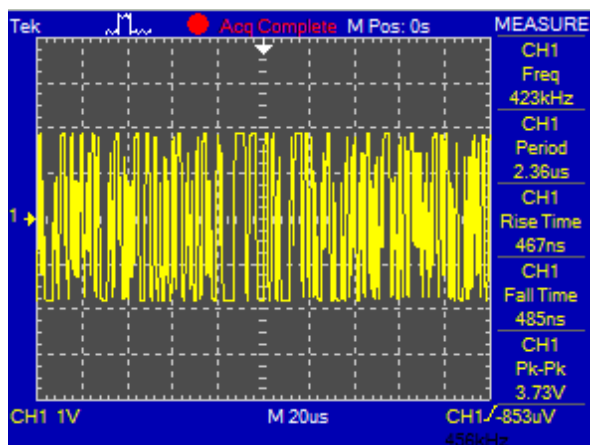
5.3 Třetí bod měření s výstupem bílého šumu

Na obrázku 5.8 je znázorněn průběh signálu při výstupu z kondenzátoru C12, čili z třetího bodu měření, pomocí relé REL1 je obvod přepnut na generování bílého šumu.



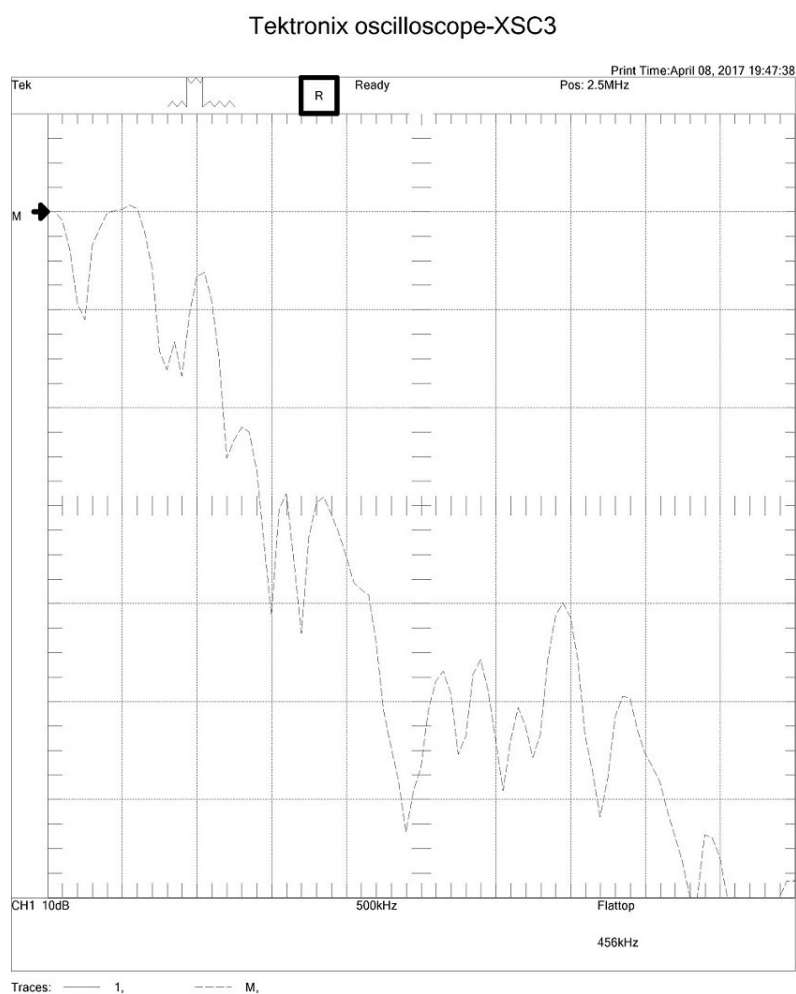
Obrázek 5.8: Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC3

Na obrázku 5.8 si můžeme všimnout bílého šumu s momentální frekvencí 503 kHz, který dokazuje správnou funkčnost návrhu této části obvodu. Na obrázku níže (Obrázek 5.9) je zobrazena ukázka obrazovky osciloskopu XSC3, kde jsou zobrazeny i dodatečné měřené hodnoty periody signálu, náběžný a sestupný čas signálu a Peak-Peak.



Obrázek 5.9: Ukázka obrazovky osciloskopu XSC3 - bílý šum

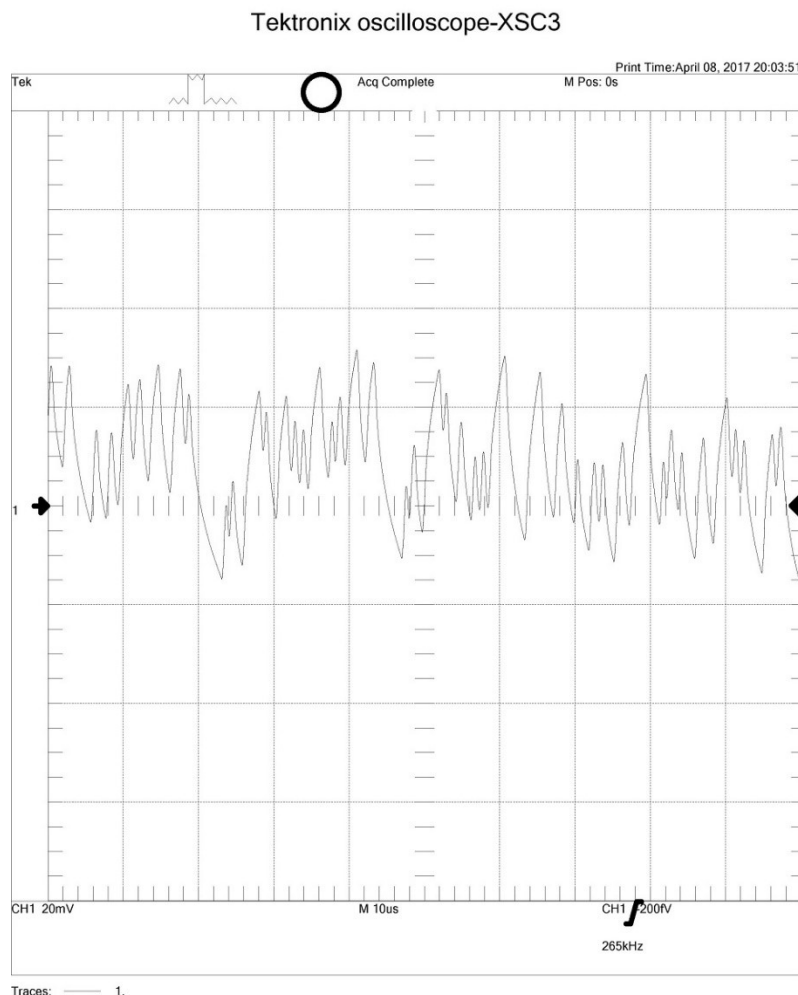
Funkce FFT signálu na osciloskopu XSC3 při měření bílého šumu je zobrazeno na Obrázku 5.10.



Obrázek 5.10: Zobrazení FFT osciloskopem XFC3 - bílý šum

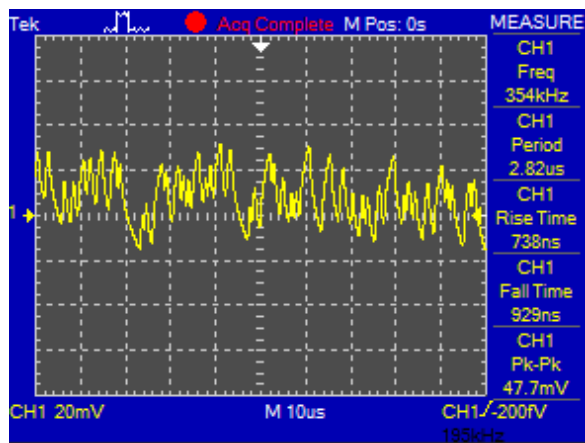
5.4 Třetí bod měření s výstupem růžového šumu

Poslední měření probíhalo rovněž na třetím bodu měření. Na obrázku 5.11 je znázorněn průběh signálu při výstupu z kondenzátoru C12, kde pomocí relé REL1 je obvod přepnut na generování růžového šumu.



Obrázek 5.11: Zobrazení průběhu signálu osciloskopem XSC3

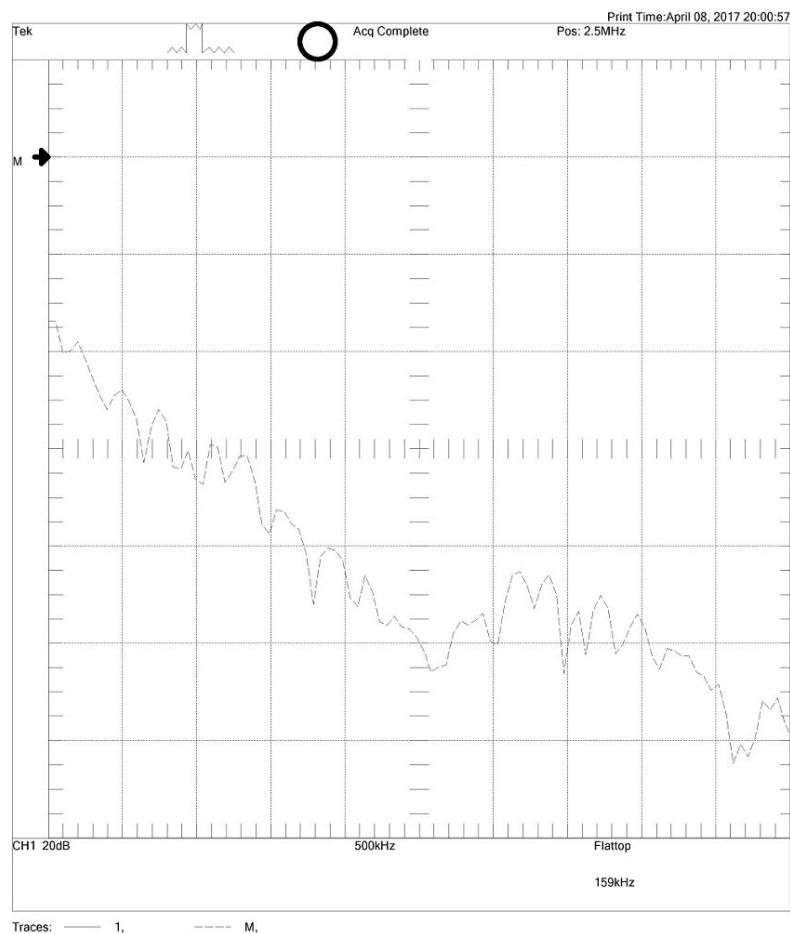
Na obrázku 5.11 si můžeme všimnout růžového šumu s momentální frekvencí 265 kHz, který dokazuje správnou funkčnost návrhu této části obvodu. Na obrázku níže (Obrázek 5.12) je zobrazena ukázka obrazovky osciloskopu XSC3, kde jsou zobrazeny i dodatečné měřené hodnoty periody signálu, náběžný a sestupný čas signálu a Peak-Peak.



Obrázek 5.12: Ukázka obrazovky osciloskopu XSC3 - růžový šum

Funkce FFT signálu na osciloskopu XSC3 při měření růžového šumu je zobrazeno na Obrázku 5.13.

Tektronix oscilloscope-XSC3

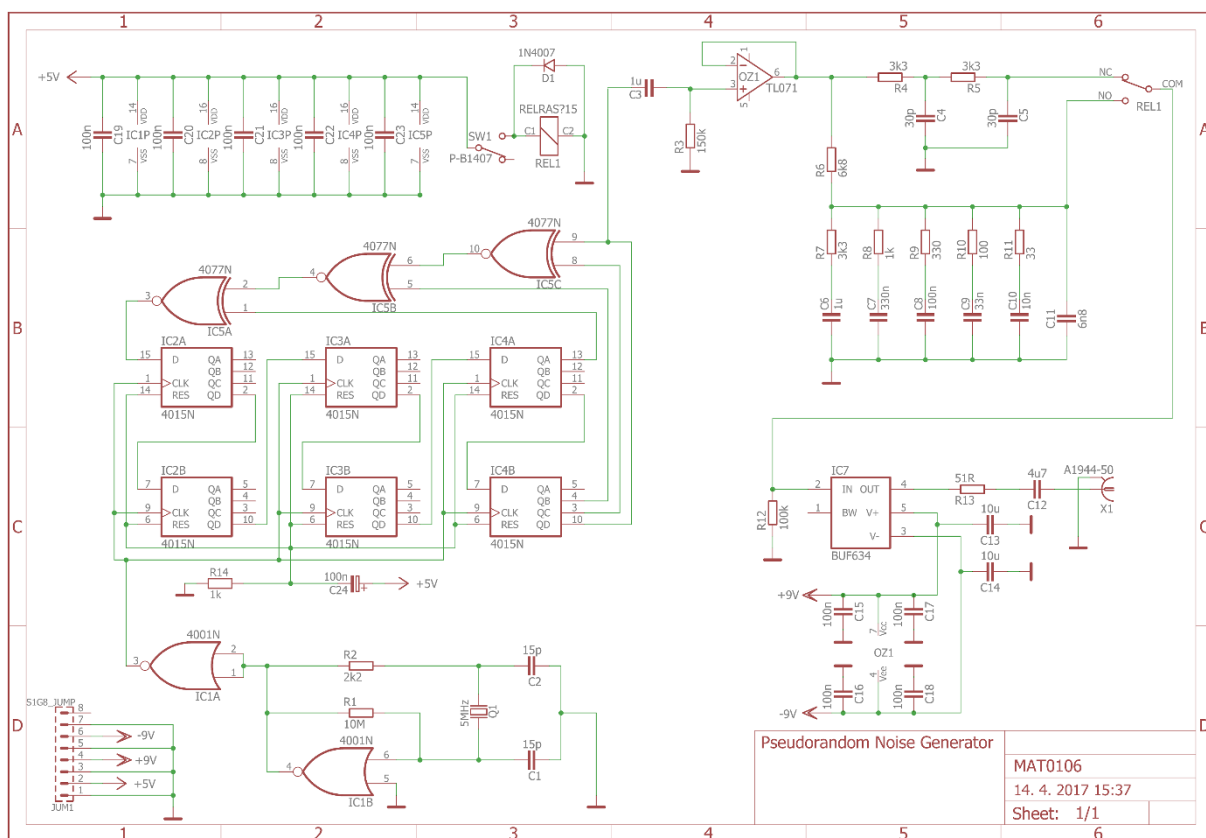


Obrázek 5.13: Zobrazení FFT osciloskopem XFC3 - růžový šum

6 Návrh desky plošných spojů

6.1 Kompletní schéma v programu Eagle

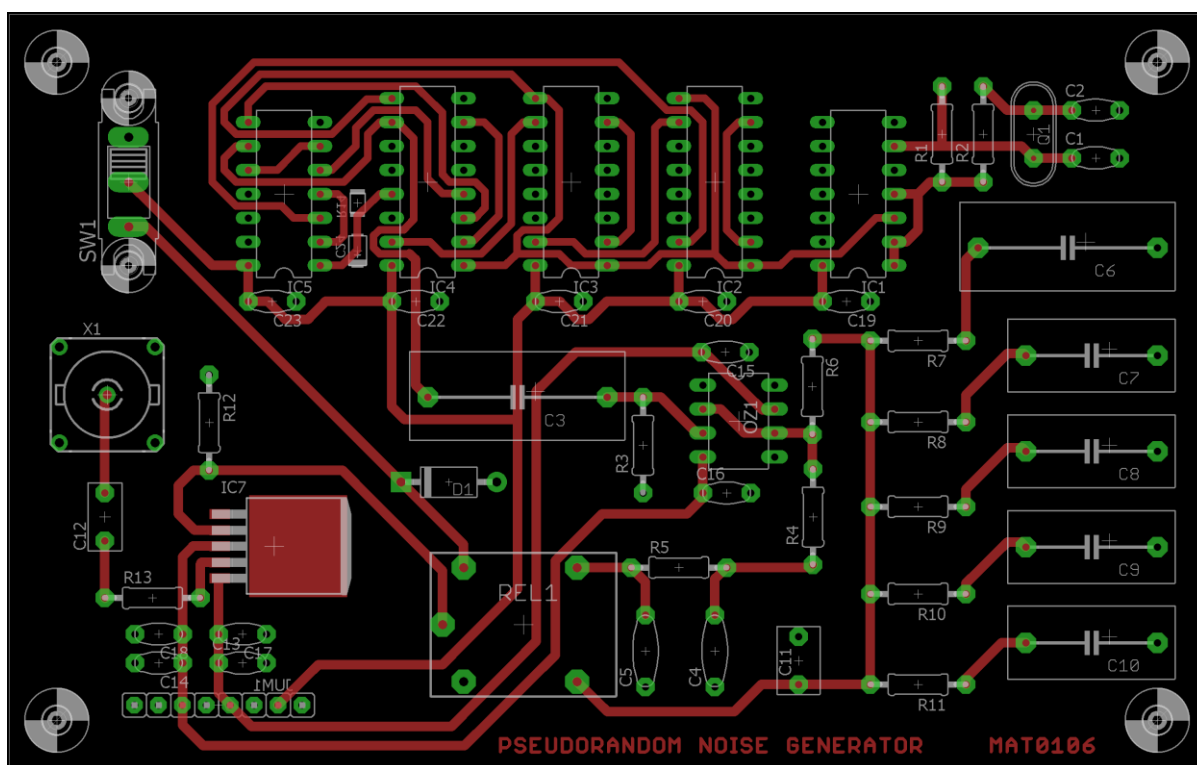
Po simulaci správné funkce obvodu, bylo nutné vytvořit celkové schéma obvodu v programu Eagle. Program byl použit ve verzi 7.4. Pro potřeby vytvoření schématu obvodu bylo nejprve nutné zjistit výčet všech použitých součástek, včetně jejich pouzder a provedení. Seznam součástek je dostupný v Příloze A: Tabulka A.1. Následně bylo potřeba upravit či dohledat knihovny daných provedení použitých součástek, což je učiněno kombinací použití části součástek ze základních knihoven, části upravených základních typů součástek a části knihoven dosažených z internetu [21]. Po získání všeho potřebného bylo přikročeno k vytvoření schématu obvodu zobrazeného na Obrázku 6.11. Při návrhu schématu obvodu byly použity všechny výše popsání části obvodu počínaje časovačem (podkapitola 4.1) a konče napájecím vstupem (podkapitola 4.8).



Obrázek 6.1: Schéma obvodu v programu Eagle

6.2 Návrh desky plošných spojů

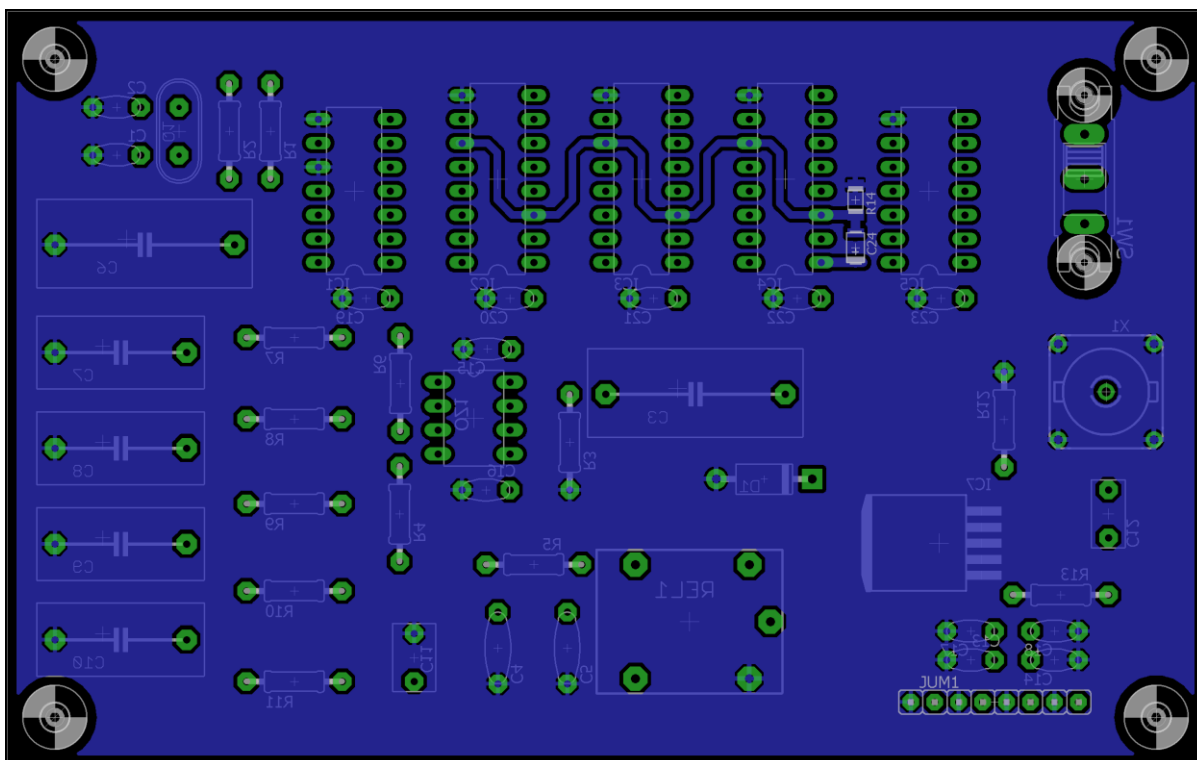
Návrh samotné desky probíhal opět v programu Eagle verze 7.4.0, kde bylo nejprve otevřeno již připravené schéma obvodu (Obrázek 6.1), a následně přepnuto do části pro vytvoření desky plošných spojů zvané PCB. Program si automaticky zobrazí veškeré použité součástky a připraví je v levé části zobrazené plochy. Následně byl vytvořen obdélník s požadovanou velikostí PCB o rozměrech 12,7 cm na šířku a 8 cm na výšku. K rozmístění součástek bylo přistupováno ve směru od konce návrhu, čili od výstupu signálu v levé dolní části schéma PCB, přes filtrovací části v pravé dolní části schéma PCB, až po registrovou a časovací část návrhu nacházející se v horní části schématu PCB (Obrázek 6.2).



Obrázek 6.2: Schéma desky plošných spojů pohled shora

Součástky jsou umístěné na vrchní straně PCB, až na napájecí konektor JUM1 a SMD provedení jednoho rezistoru a kondenzátoru. Ty jsou umístěny na spodní straně desky, jelikož vrchní strana PCB je osazena BNC konektorem a přepínačem. Tudíž by nebylo možné případné připojení uvažované napájecí PCB, pro kterou je konektor JUM1 přichystán. Taktéž si můžeme všimnout připravených otvorů, v každém rohu, pro následné spojení těchto PCB. Na vrchní straně PCB jsou vedeny cesty velikosti 1,016 mm, kterými jsou vytvořeny potřebné spojení mezi součástkami. V případě potřebného spojení mezi součástkami IC1 až IC5 jsou cesty vedeny o velikosti 0,8128 mm, a to z důvodu malého rozestupu mezi vývody těchto integrovaných obvodů.

Spodní strana PCB (Obrázek 6.3) se skládá z vytvořeného polygonu, který představuje zemnění, a konektoru JUM1. V původním návrhu neměly být žádné další součástky na této straně PCB přítomny, avšak z důvodu opomenutí (v době zaslání do výroby) rezistoru R14 a kondenzátoru C24, jsou na této straně taktéž umístěny. Celý tento polygon je vylitý mědí a jsou spojeny jen ty části vývodů součástek, které je potřeba uzemnit. Toto spojení je provedeno termálním spojem. Všechny ostatní vývody součástek jsou odděleny od zemnění s rozstupem 0,4064 mm. Navrhnuté provedení v podobě vícebodového zemnění je vhodné především pro vysokofrekvenční a číslicové obvody. Na tuto nízkoimpedanční vodivou vrstvu PCB je co možná nejkratším přívodem připojena každá součástka. Indukčnost signálových spojů se tímto provedením snižuje, jelikož je tato zemní vrstva umístěná pod nimi.



Obrázek 6.3: Schéma desky plošných spojů pohled zdola

Takto sestavené PCB splňuje 6. konstrukční třídu.

7 Realizace na desce plošných spojů

Po dokončení návrhu obvodu a následně i návrhu PCB bylo schéma (Kapitola 5: Obrázek 5.1 a 5.2) odesláno k výrobě do firmy Marpos s.r.o..

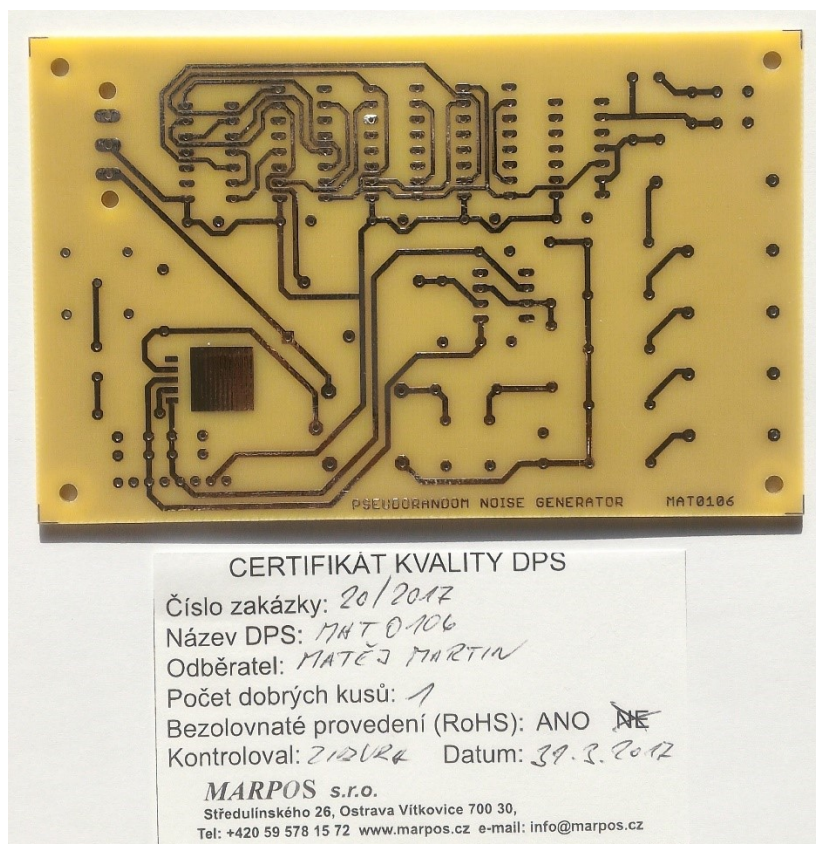
Výroba PCB byla zadána s následujícími parametry:

- Počet vrstev: dvě
- Materiál: FR4
- Tloušťka substrátu: 1,5 mm
- Tloušťka mědi: 35/35 μm
- Servisní potisk: nepožadován
- Nepájivá maska: nepožadována
- Povrchová úprava: chemický Sn
- Otvory: požadováno prokovení

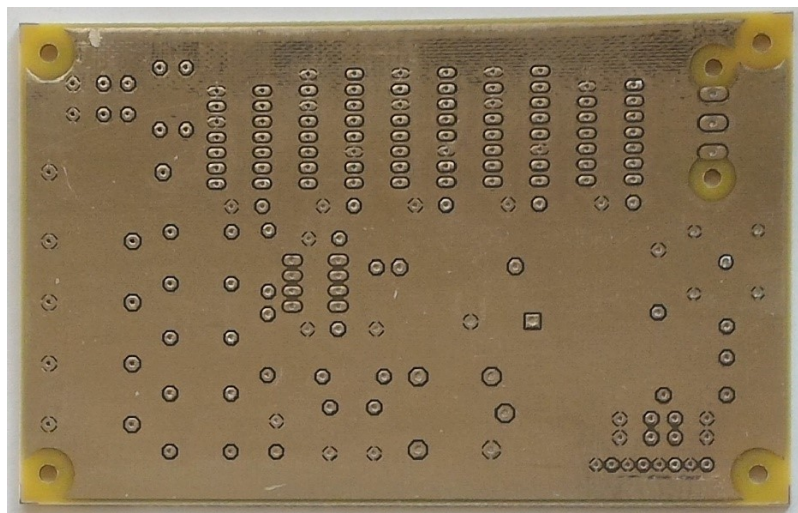
Takto vyrobená PCB je o rozměrech 12,7 cm na šířku a 8 cm na výšku. Firmě byla zadána samotná výroba a vytvoření potřebné výrobní dokumentace.

Kompletní seznam součástek je dostupný v Příloze A: Tabulka A.1. Použité součástky pochází z větší části z vlastních zásob.

Výroba PCB trvala přibližně týden. Výsledná neosazená PCB je zobrazena na Obrázku 7.1 a 7.2.

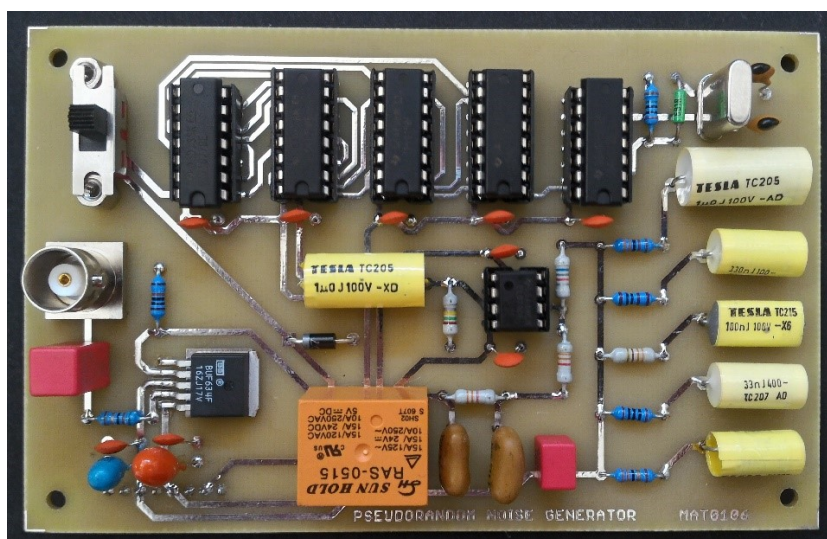


Obrázek 7.1: Neosazená PCB pohled shora

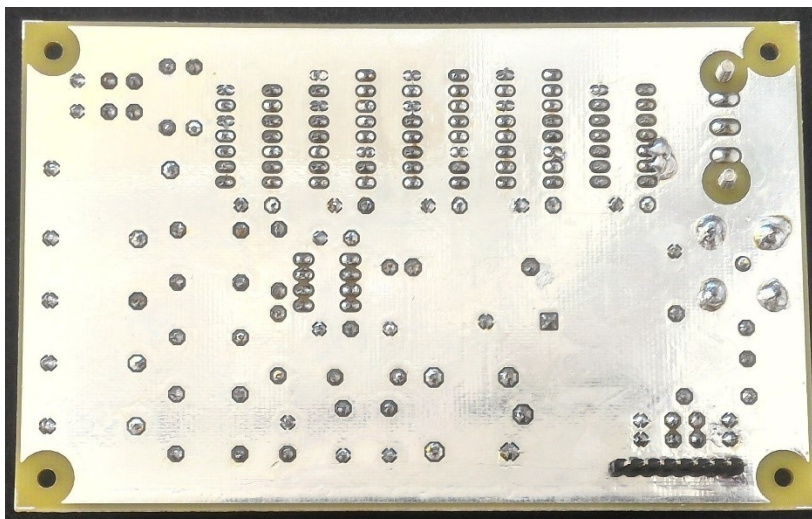


Obrázek 7.2: Neosazená PCB pohled zdola

Pro potřeby zapájení součástek na PCB bylo vytisknuto schéma (Kapitola 5: Obrázek 5.1 a 5.2). K pájení byla použita pájecí stanice Parkside PLS 48 B1, cínová pájka (Sn 60%, Pb 40%) s tavidlem dle F-SW32 o průměru 0,8 mm, odsávačka cínu a sada pinzet. Po zapájení všech součástek je výsledná osazená PCB zobrazena na Obrázku 7.3 a 7.4.

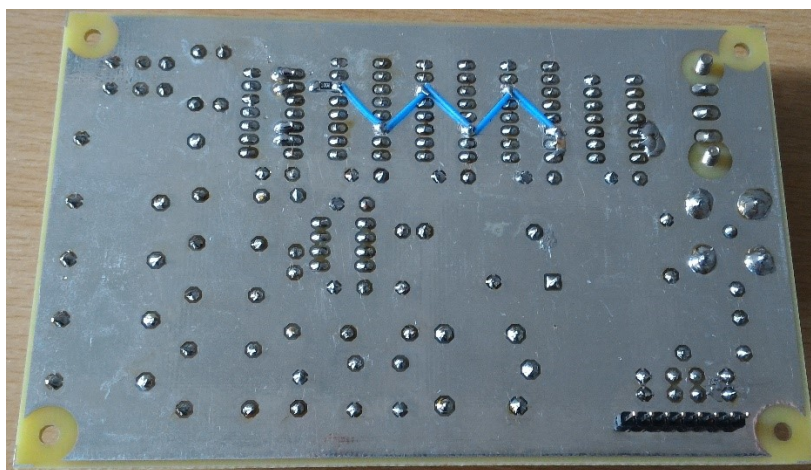


Obrázek 7.3: Osazená PCB pohled shora



Obrázek 7.4: Osazená PCB pohled zdola před úpravou

Deska byla následně podrobena úpravě části s resetováním hradel dle návrhu v programu Eagle, jelikož toto nebylo uvedeno při odeslání do výroby (Obrázek 7.5). Byly zde taktéž dodatečně uzemněny veškeré nepotřebné vstupy na součástkách IC1 a IC5.



Obrázek 7.5: Osazená PCB pohled zdola po úpravě

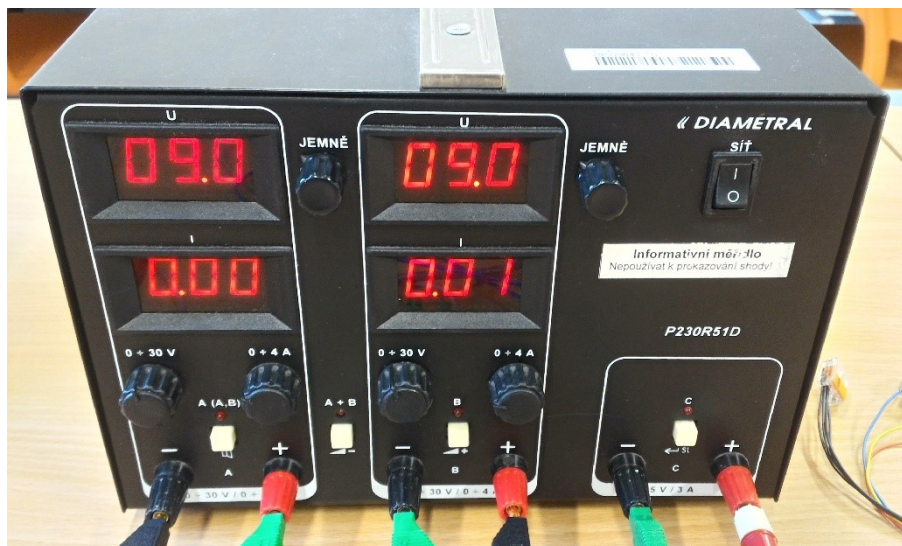
Tato již osazená PCB byla následně podrobena testu vodivosti zapájených spojů součástek pomocí digitálního multimetru Agilent U1241B (Obrázek 7.6).



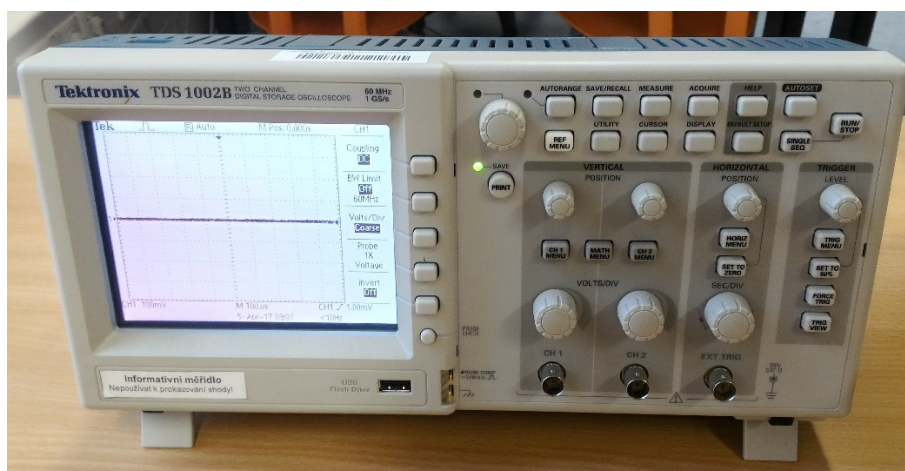
Obrázek 7.6: Multimetr Agilent U1241B

8 Měření v laboratoři

Měření bylo provedeno v laboratoři EB212 v budově FEI VŠB. Pro napájení obvodu byl použit Symetrický stabilizovaný regulovatelný zdroj Diametral P230R51D (Obrázek 8.1). Jako osciloskop byl použit Tektronix TDS 1002B (Obrázek 8.2).

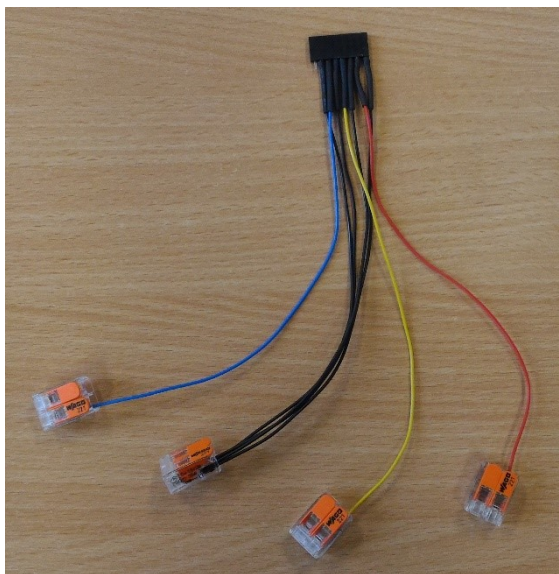


Obrázek 8.1: Laboratorní zdroj Diametral P230R51D



Obrázek 8.2: Osciloskop Tektronix TDS 1002B

Pro potřeby měření byla vyrobena zásuvka k napájecímu konektoru JUM1, která je opatřena vodiči určenými k propojení na laboratorní zdroj, a čtyřmi svorkovnicemi Wago 221-412 (Obrázek 8.3).



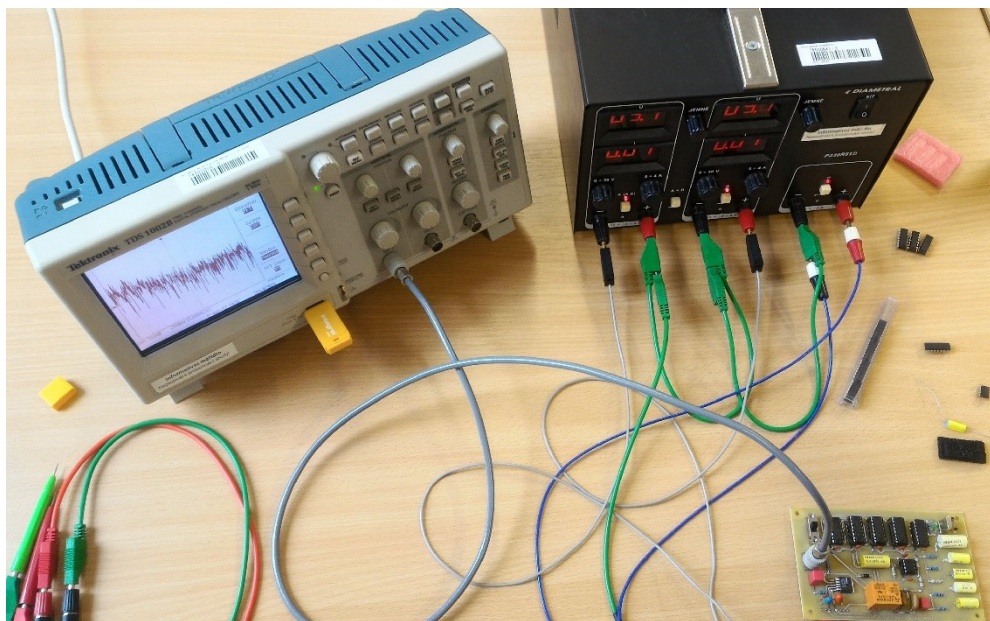
Obrázek 8.3: *Vyrobená propojovací zásuvka*

Přes tuto propojovací zásuvku bylo přivedeno následujícím způsobem napájení:

- Červený vodič - napájení +5V
- Černý vodič - uzemnění
- Žlutý vodič - napájení +9V
- Modrý vodič - napájení -9V

Toto barevné označení je převzato ze standardu ATX 2.2 určeného pro výrobu počítačových zdrojů [22], kde jsou pouze zaměněny 12 V větve za 9 V použité v návrhu. S ohledem na fakt, že se jedná o slaboproudé zařízení, byl zvolen průřez vodiče $0,14 \text{ mm}^2$.

Zapojení celého obvodu je zobrazeno na Obrázku 8.4.



Obrázek 8.4: *Ukázka zapojení obvodu*

Pro kontrolu správnosti sestavení obvodu bylo postupováno v měření obdobně, jako tomu bylo v Kapitole 5, kde jsou určeny 3 měřicí body, které byly postupně kontrolovány. Jediný rozdíl je u reálného měření oproti simulaci na třetím měřicím bodě, kde je výstup obvodu zakončen BNC konektorem. Každý kontrolní bod je postupně kontrolován pomocí osciloskopu, který zaznamenává průběh signálu a funkci FFT, které následně uloží na USB flash disk.

8.1 První kontrolní bod

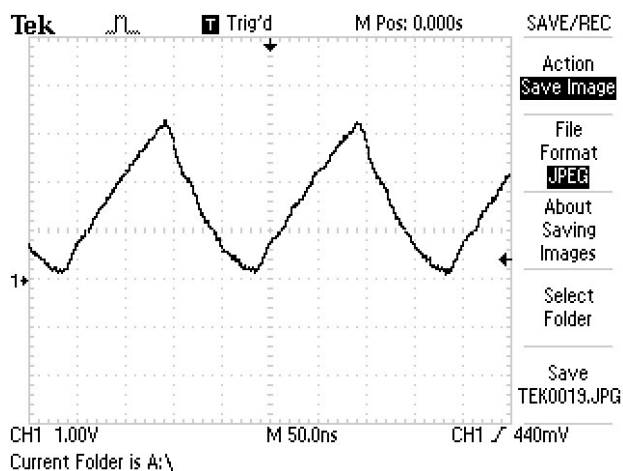
Jelikož nebyla dosažena taktovací frekvence f_T o hodnotě 5 MHz, byla upravena hodnota rezistoru R2, jako bylo předem poznamenáno v podkapitole 4.1.

Hodnota rezistoru R2 je nyní:

$$R2 = 680 \, \Omega. \quad (8.1)$$

Tato hodnota byla zjištěna měřením.

Na prvním kontrolním bodě byl po úpravě zaznamenán obdélníkový průběh signálu o momentální frekvenci 4,995 MHz, který je zachycen na Obrázku 8.5.



Obrázek 8.5: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu

Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v Příloze D: Tabulka D.1. Do tabulky bylo zaznamenáno 10 hodnot.

Výběrový průměr \bar{f} z naměřených hodnot frekvence f_i se určí ze vztahu:

$$\bar{f} = \frac{\sum_{i=1}^n f_i}{n} = \frac{49,979}{10} = 4,9979 \text{ MHz}, \quad (8.2)$$

a standardní nejistota u_{Af} ze vztahu:

$$u_{Af} = s_{\bar{f}} = \frac{s_f}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta f_i^2} = \sqrt{\frac{6886 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 9}} = 8,75 \cdot 10^{-3} \text{ MHz} \quad (8.3)$$

Rozšířená standardní nejistota U se vypočte ze vztahu:

$$U = k_u \cdot u_{Af} = 2 \cdot 8,75 \cdot 10^{-3} = 0,0175 \text{ MHz}, \quad (8.4)$$

přičemž je doporučováno $k_u = 2$ pro konfidenční úroveň 95 %.

$$f_N = (4,9979 \pm 0,0175) \text{ MHz, pro } k_u = 2. \quad (8.5)$$

Naměřená frekvence f_N je $(4,9979 \pm 0,0175) \text{ MHz}$, dle rovnice 8.5.

Relativní odchylka naměřené frekvence δ_{f_N} se vypočte ze vztahu:

$$\delta_{f_N} = \left| \frac{f_V - \delta_{f_N}}{f_V} \right| \cdot 100 = \left| \frac{5 - 4,9979}{5} \right| \cdot 100 = \left| \frac{2,1 \cdot 10^{-3}}{5} \right| \cdot 100 = 0,042 \%, \quad (8.6)$$

kde f_V je vypočítaná frekvence pro časovací část.

Tabulka 8.1: *Porovnání získaných frekvencí*

Frekvence [MHz]		
Vypočítaná	Simulovaná	Naměřená
5	4,4763	4,9979

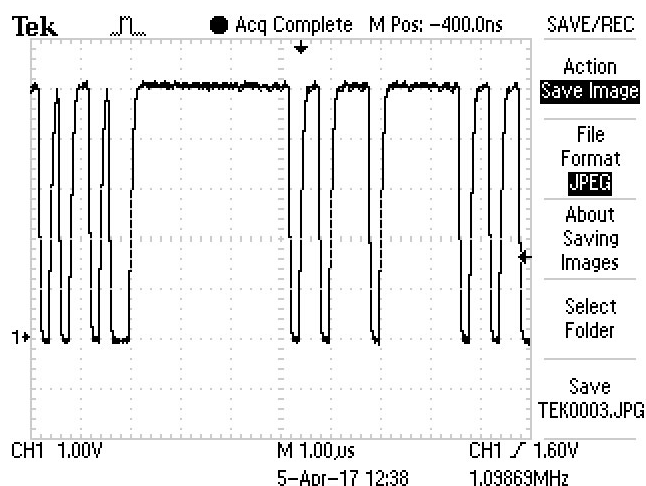
Tabulka 8.2: *Odchylky od vypočítané frekvence*

Frekvence	Odchylka [%]
Simulovaná	10,47
Naměřená	0,042

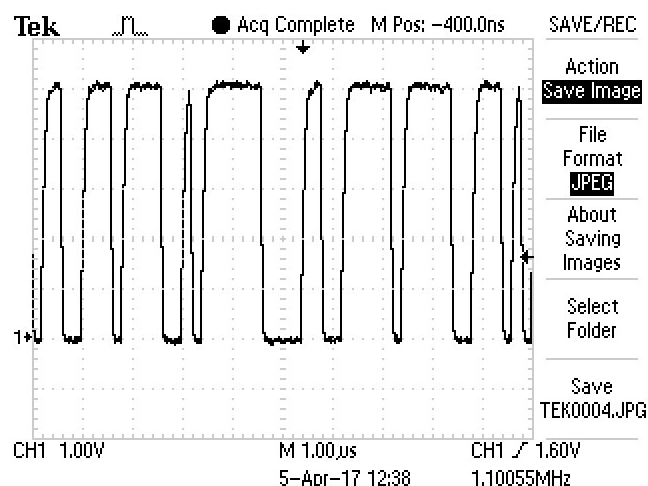
Z tabulek 8.1 a 8.2 je patrné, že odchylka naměřené frekvence od frekvence vypočítané je malá, odchylka simulované frekvence je velmi znatelná. Jednoznačně lze konstatovat, že časovací část byla úspěšně sestavena a v reálném zapojení generuje požadovanou frekvenci, které jsme chtěli návrhem dosáhnout. Odchylky frekvencí mohou být způsobeny chybou měření a v případě simulace použitým SPICE modelem.

8.2 Druhý kontrolní bod

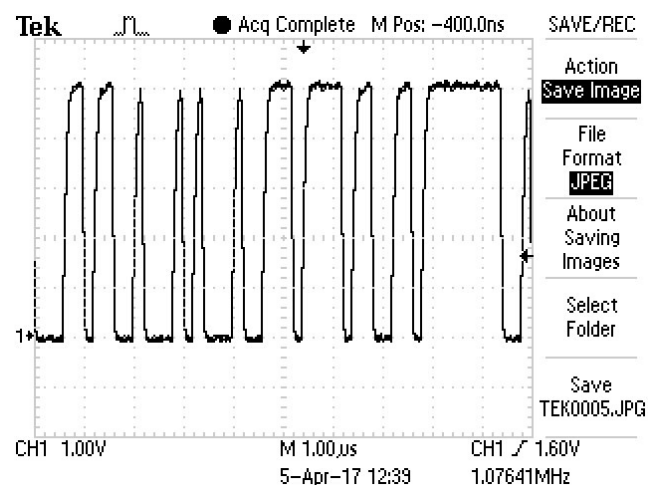
Na druhém kontrolním bodě byl zaznamenán pseudonáhodný obdélníkový průběh signálu, který je zachycen na Obrázcích 8.6 až 8.8.



Obrázek 8.6: *Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1*



Obrázek 8.7: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2



Obrázek 8.8: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3

Zobrazený průběh signálu (Obrázky 8.6 až 8.8) koresponduje se simulovaným průběhem a dle teorie je průběh správný, lze pozorovat neopakující se průběh signálu.

Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v Příloze D: Tabulka D.2. Do tabulky bylo zaznamenáno 20 hodnot a byla sledována maximální naměřená frekvence.

Dle Tabulky D.2 v Příloze D zjistíme šířku pásma B:

$$B = f_{max} = 1681 \text{ kHz} \cong 1,68 \text{ MHz}, \quad (8.7)$$

kde f_{max} je maximální hodnota frekvence.

Relativní odchylka simulované frekvence $\delta_{f_{max}}$ o šířce pásma B se vypočte ze vztahu:

$$\delta_{f_{max}} = \left| \frac{f_V - f_{max}}{f_V} \right| \cdot 100 = \left| \frac{1,6 - 1,68}{1,6} \right| \cdot 100 = \left| \frac{-0,08}{1,6} \right| \cdot 100 = 5 \%, \quad (8.8)$$

kde f_V je vypočítaná frekvence o šířce pásma B pro část obvodu s lineárními zpětnovazebními posuvnými registry a f_{max} je maximální hodnota frekvence (šířka pásma).

Tabulka 8.3: *Porovnání získaných frekvencí šířky pásma*

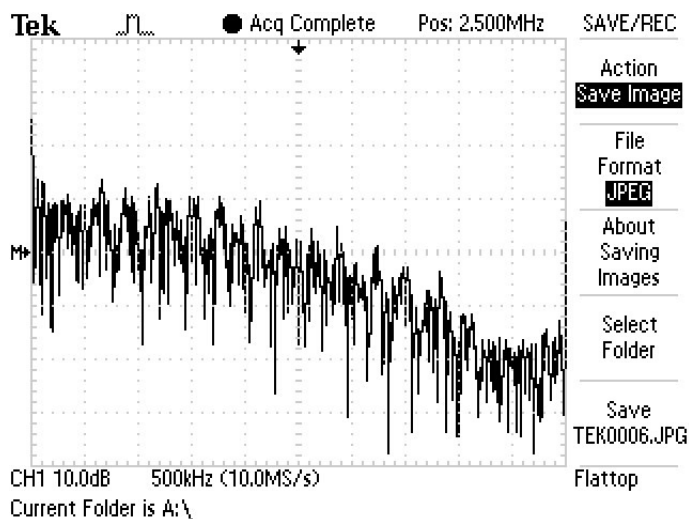
Frekvence [MHz]		
Vypočítaná	Simulovaná	Naměřená
1,6	1	1,68

Tabulka 8.4: *Odchylky od vypočítané frekvence šířky pásma*

Frekvence	Odchylka [%]
Simulovaná	37,5
Naměřená	5

Z tabulek 8.3 a 8.4 je patrné, že odchylka naměřené frekvence od frekvence vypočítané je malá v porovnání s odchylkou simulované frekvence. Odchylky frekvencí mohou být způsobeny chybou měření, a v případě simulace opět použitým SPICE modelem. Lze konstatovat, že část obvodu se zpětnovazebními posuvnými registry byla úspěšně sestrojena, a v reálném zapojení dosahuje požadované šířky pásma, které jsme chtěli návrhem dosáhnout.

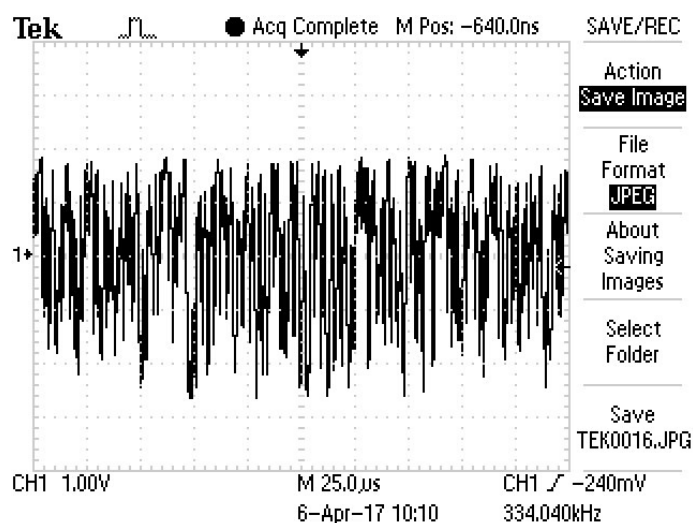
Taktéž byla zaznamenána funkce FFT pseudonáhodného obdélníkového průběhu signálu, která je zachycena na Obrázku 8.9.

Obrázek 8.9: *Zobrazení FFT osciloskopem*

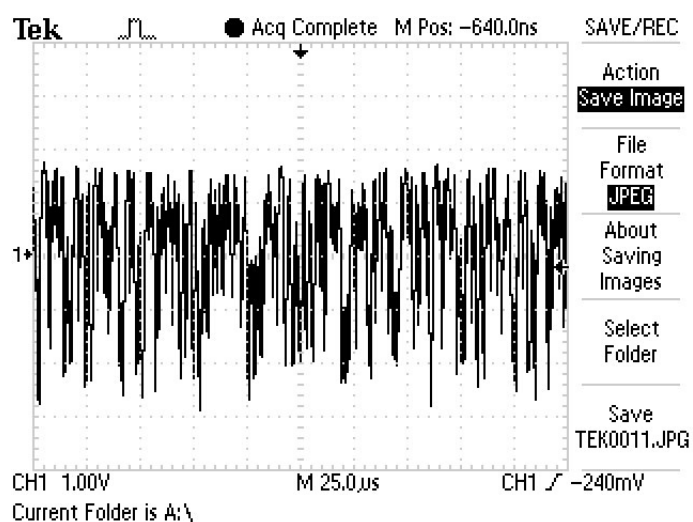
Z průběhu zobrazené funkce FFT je patrné, ověření správnosti vypočítané šířky pásma, kde úroveň signálu začíná klesat s frekvencí přibližně 1,6 MHz.

8.3 Třetí kontrolní bod s výstupem bílého šumu

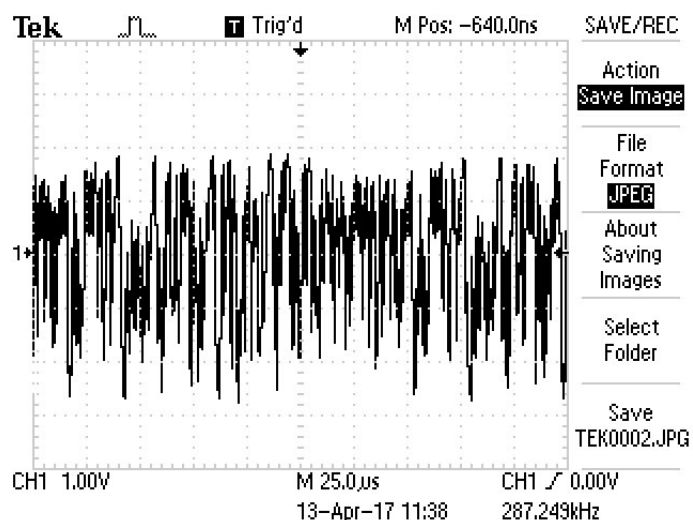
Na třetím kontrolním bodě byl zaznamenán bílý šum, který je zachycen na Obrázku 8.10 a 8.11.



Obrázek 8.10: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1



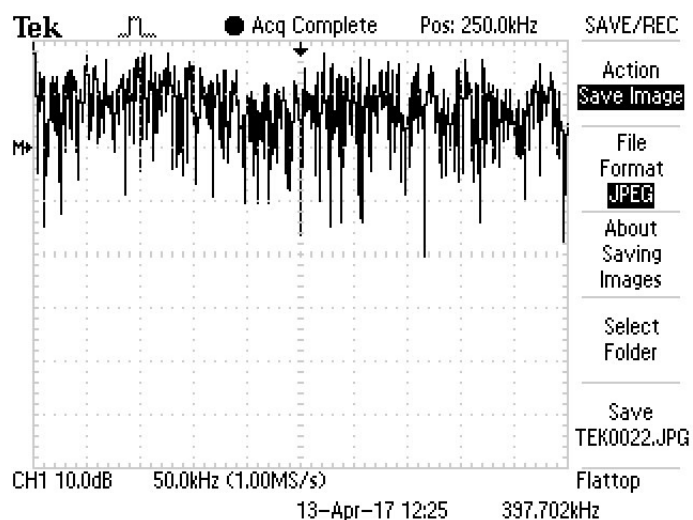
Obrázek 8.11: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2



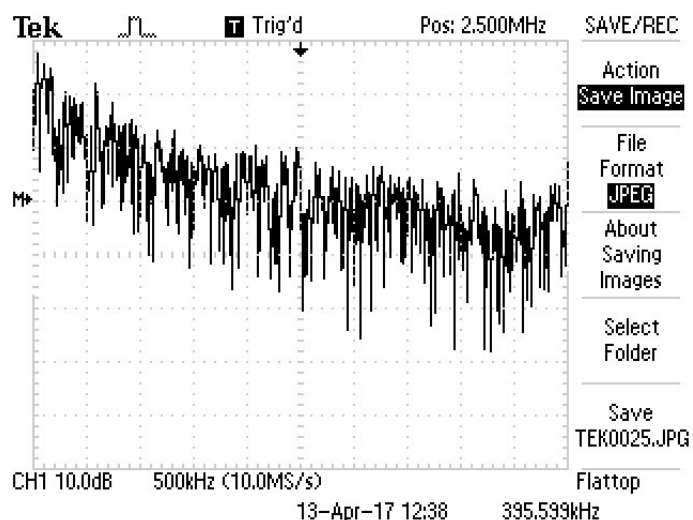
Obrázek 8.12: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3

Zobrazený průběh signálu (Obrázky 8.10 až 8.12) koresponduje se simulovaným průběhem a dle teorie je průběh správný, lze pozorovat neopakující se průběh signálu o stálé úrovni.

Taktéž byly zaznamenány funkce FFT bílého šumu, které jsou zachyceny na Obrázcích 8.13 a 8.14.



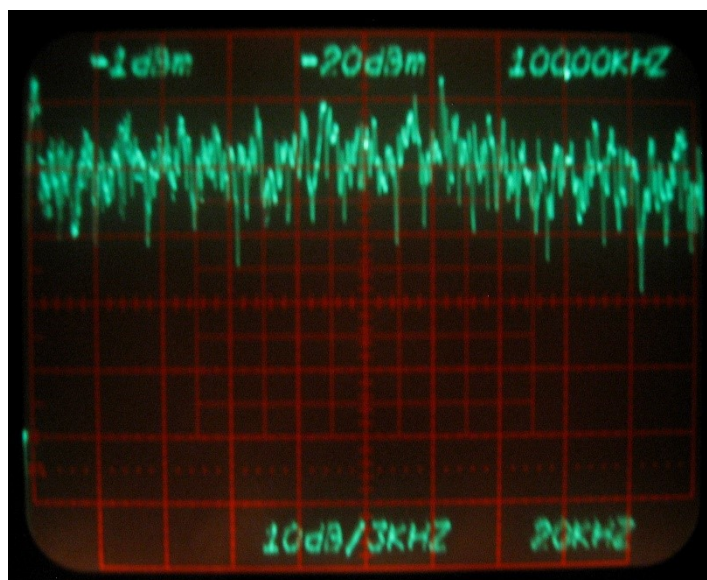
Obrázek 8.13: Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 50 kHz/dílek)



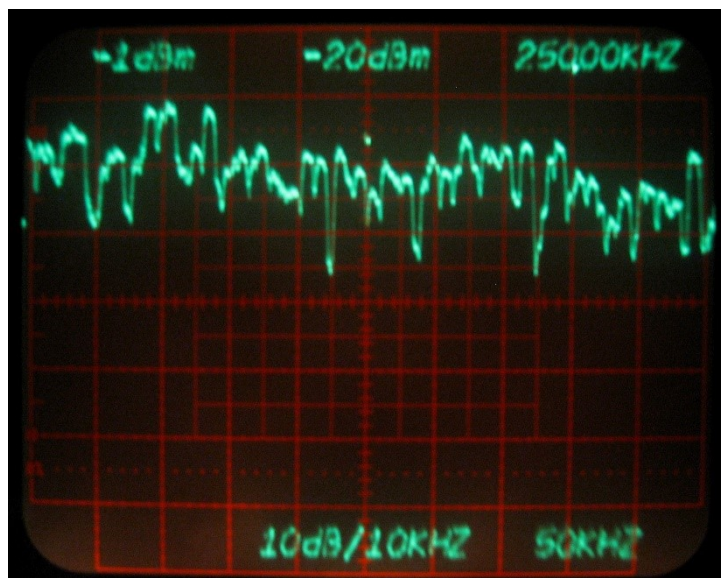
Obrázek 8.14: Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 500 kHz/dílek)

Z průběhů zobrazených funkcí FFT je patrné, že úroveň signálu je do frekvence 500 kHz konstantní (Obrázek 8.13). Při zvětšení rozlišení je průběh signálu (Obrázek 8.14) stále klesající a neodpovídá předchozímu měření, což může být způsobeno parazitními kapacitami PCB a oddělovacího zesilovače BUF634. Pokles úrovně signálu je ovšem přibližně odpovídající návrhu filtru.

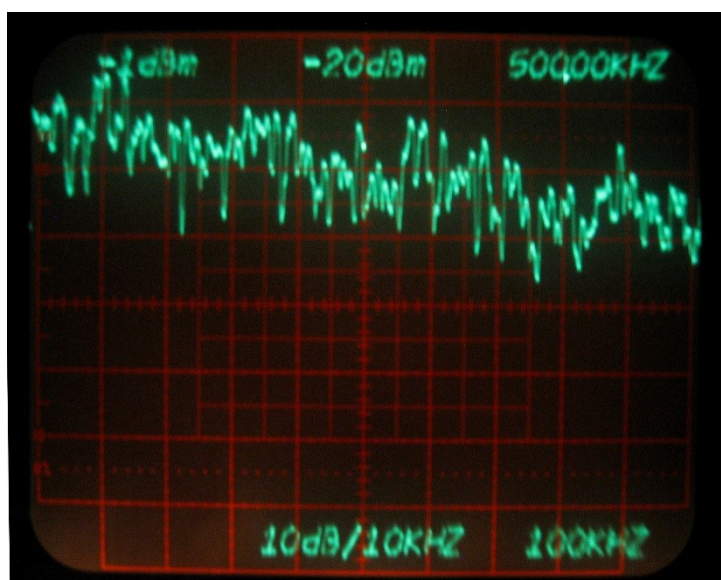
Průběhy funkce FFT byly pro kontrolu srovnány s analogovým spektrálním analyzátozem Tektronix 7L5 (Obrázky 8.15 až 8.17) a byly taktéž doměřeny i jiné rozlišení frekvence na dílek.



Obrázek 8.15: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 20 kHz/dílek)



Obrázek 8.16: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 50 kHz/dílek)

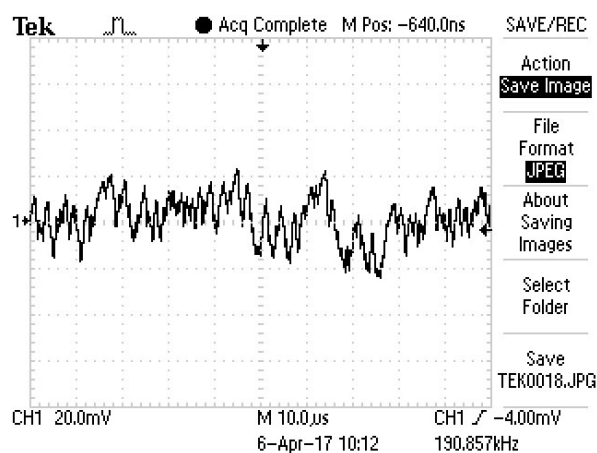


Obrázek 8.17: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 100 kHz/dílek)

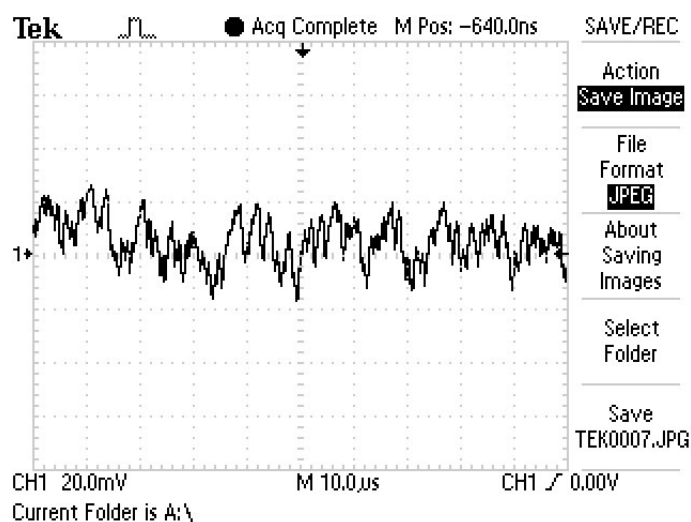
Z průběhu spektra signálu (Obrázky 8.15 až 8.17) je patrné, že úroveň signálu začíná pozvolna klesat již dříve než v mezní frekvenci 1 MHz, do frekvence 500 kHz je úroveň téměř konstantní a následně přibližně od 700 kHz začne úroveň klesat.

8.4 Třetí kontrolní bod s výstupem růžového šumu

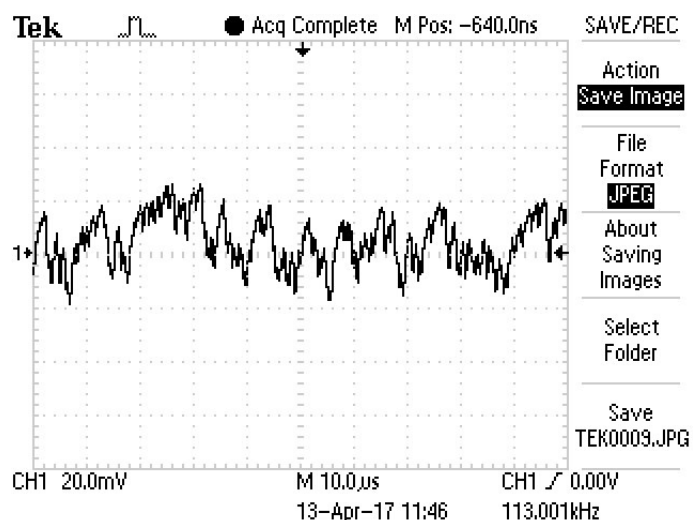
V posledním měření byl na třetím kontrolním bodě zaznamenán růžový šum, který je zachycen na Obrázcích 8.18 až 8.20.



Obrázek 8.18: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 1



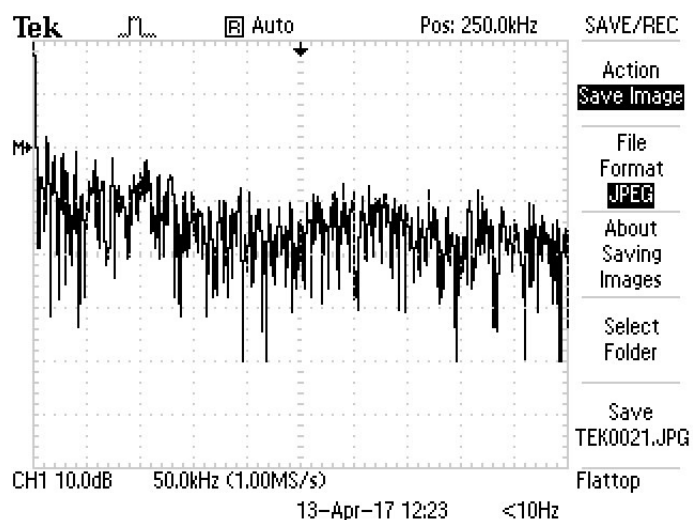
Obrázek 8.19: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 2



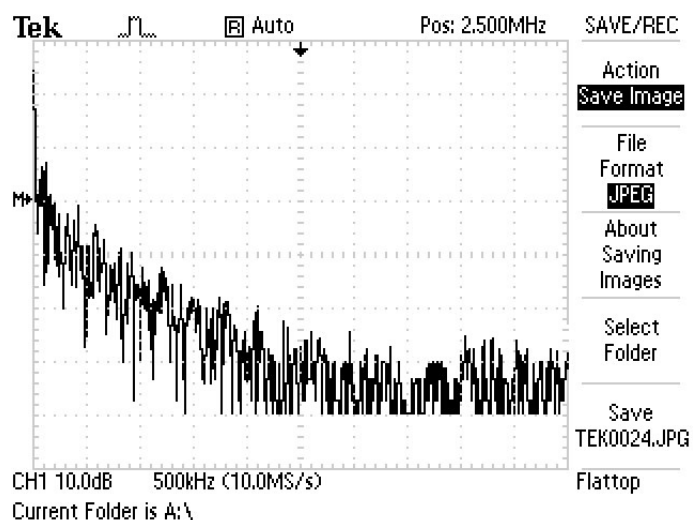
Obrázek 8.20: Zobrazení průběhu signálu na osciloskopu číslo 3

Zobrazený průběh signálu (Obrázky 8.18 až 8.20) opět koresponduje se simulovaným průběhem a dle teorie je průběh správný.

Na závěr byly zaznamenány funkce FFT růžového šumu, které jsou zachyceny na Obrázcích 8.21 a 8.22.



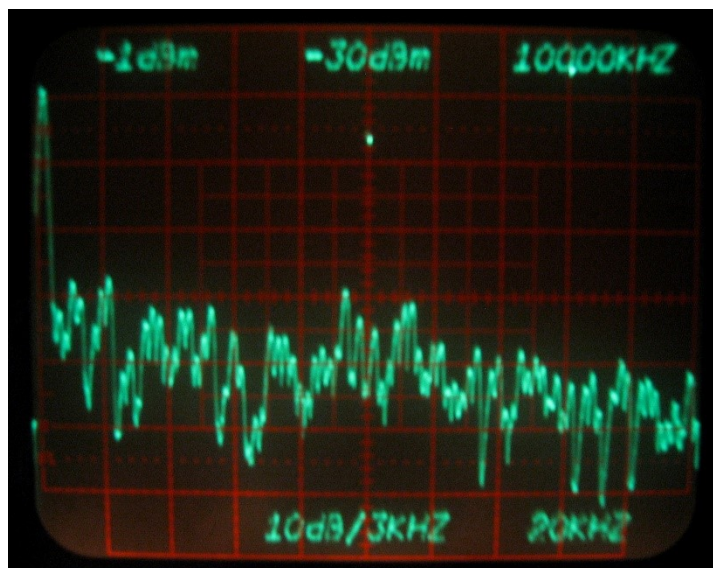
Obrázek 8.21: Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 50 kHz/dílek)



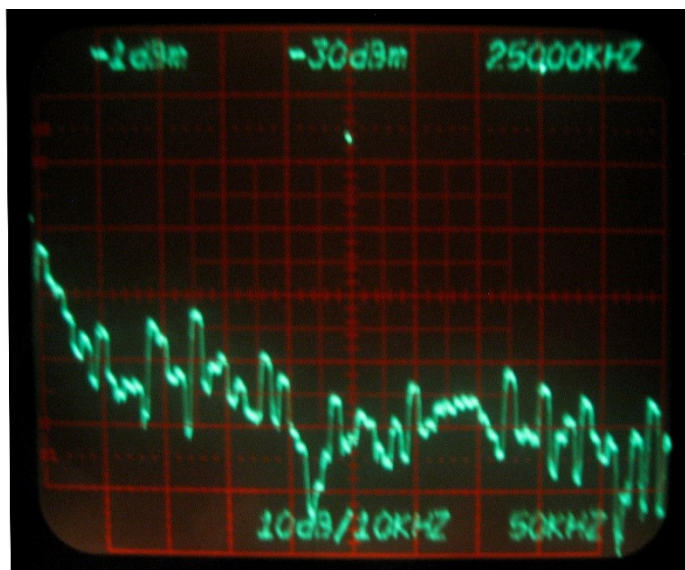
Obrázek 8.22: Zobrazení FFT osciloskopem (rozlišení 500 kHz/dílek)

Z průběhů zobrazených funkcí FFT je patrné, že úroveň signálu klesá s poklesem -10 dB/dekádu (Obrázek 8.21). Při zvětšení rozlišení je průběh signálu (Obrázek 8.22) klesající se strmějším poklesem, což může být způsobeno daným rozlišením osciloskopu, či parazitními kapacitami PCB a oddělovacího zesilovače BUF634. Pokles úrovně signálu při nižším rozlišení přibližně odpovídá danému návrhu filtru.

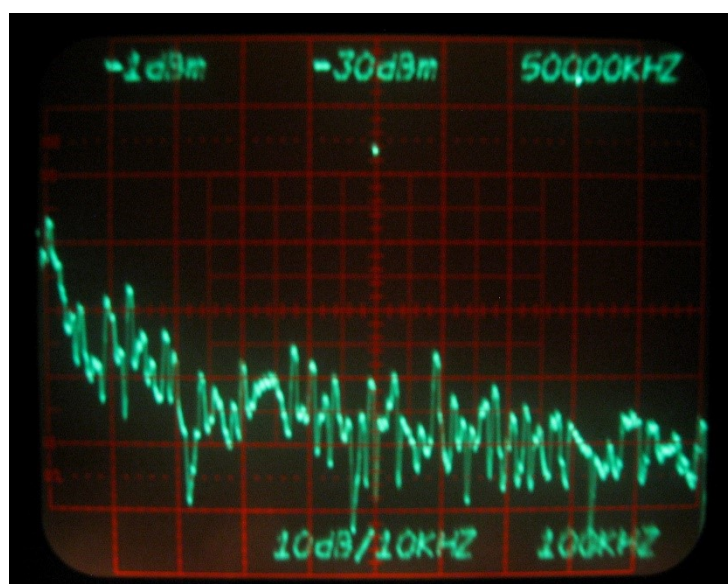
Průběhy funkce FFT byly rovněž pro kontrolu srovnány s analogovým spektrálním analyzátozem Tektronix 7L5 (Obrázky 8.23 až 8.25) a byly taktéž doměřeny i jiné rozlišení frekvence na dílek.



Obrázek 8.23: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 20 kHz/dílek)



Obrázek 8.24: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 50 kHz/dílek)



Obrázek 8.25: Zobrazení spektra signálu (rozlišení 100 kHz/dílek)

Z průběhu spektra signálu (Obrázky 8.23 až 8.25) je patrné, že úroveň signálu klesá přibližně s poklesem -10 dB/dekádu až po mezní frekvenci 1 MHz.

Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a realizovat generátor pseudonáhodného šumu. Před samotným návrhem byla provedena rešerše na dané téma a ze získaných vědomostí následně vytvořen návrh zapojení. Návrh byl nejprve podroben simulaci v programu NI Multisim, kde se obvod choval dle teoretických poznatků. Poté bylo navrženo zapojení na desce plošných spojů a předáno do výroby. Po vyrobení desky byly veškeré součástky osazeny. Pro snadnější zapojení obvodu v laboratoři byla vyrobena propojovací zásuvka. Takto zhotovený pseudonáhodný generátor šumu byl následně zapojen a podroben měření.

Výstupem měření jsou zaznamenané hodnoty a průběhy různých částí obvodu.

Na prvním měřicím bodě vyšly hodnoty frekvencí časovacího obvodu jen s minimální odchylkou, a to 0,042 % od vypočítané hodnoty. Odchylka simulované frekvence vyšla 10,47 %, což je pravděpodobně zapříčiněno SPICE modelem hradel NOR, jelikož frekvence 5 MHz je na hraně jejich maximálního použití a tento model počítá s maximální frekvencí pouze do 4,5 MHz. Průběh zaznamenaný na osciloskopu koresponduje se simulovaným průběhem.

Druhý měřicí bod s částí obvodu se zpětnovazebními posuvnými registry generuje pseudonáhodný binární signál s odchylkou šířky pásma 5 % od vypočítané hodnoty. Odchylka šířky pásma v simulaci je závratných 37,5 %, což je pravděpodobně způsobeno použitým SPICE modelem, nebo nižší časovací frekvencí. Zaznamenaný průběh na osciloskopu opět koresponduje se simulací.

Na třetím měřicím bodě byl zaznamenán bílý nebo růžový šum, v závislosti na přepnutí posuvného přepínače. Byly zaznamenány průběhy, funkce FFT i spektra těchto šumů. Dle grafů z osciloskopu je patrné správné generování těchto šumů a při srovnání se simulací můžeme zpozorovat velmi podobné průběhy. Spektrum těchto signálů odpovídá použitým filtrům.

Z celkového pohledu je možné říci, že obvod je navrhnout i sestaven správně a generuje požadovaný signál v podobě bílého a růžového šumu. Dle získaných výsledků měření je ovšem možné, že spektrum signálu bylo při vyšších frekvencích ovlivněno zpožděním na hradlech CD4077, proto pro budoucí konstrukci těchto obvodů silně doporučuji použití co nejmenšího počtu odboček lineárního zpětnovazebního registru, či použití jiné součástkové základny.

Námětem pro pokračování této diplomové práce může být například úprava obvodu v rozšíření filtrovací části o filtry jiných typů šumů, nebo úprava časovací části v podobě volitelné frekvence, či v úpravě obvodu v podobě volitelné změny počtu bitů posuvných registrů. Dalším námětem může být zjištění všech možných zapojení lineárních zpětných vazeb posuvných registrů, které generují maximální délku posloupnosti náhodných čísel, nebo vytvoření rušičky na bázi bílého šumu, která by znemožňovala odposlouchávání. Takováto rušička by mohla být sestavena dle různých specifikací, například účelně pro rušení odposlouchávání v rámci místnosti, či rušení odposlouchávání pomocí okna, kde by se zabránilo dálkovému laserovému odposlechu.

Teoretická i praktická část této diplomové práce pro mne byla velmi zajímavá. Velmi mne nadchlo konstruování a zkoušení vlastního obvodu, tímto mi tato práce spustila můj vášnivý zájem o elektronické obvody, kdy již nyní plánuji zkonstruování různých návrhů obvodů, například audio zesilovače, či dálkově ovládané zásuvky pro elektrické spotřebiče.

Použitá literatura

- [1] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. Moderní radiotechnika. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2.
- [2] PŘIBYL, Jiří. Datové spoje a měniče signálů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1984. ISBN 04-529-84.
- [3] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. The Art of Electronics. 3. vyd. United Kingdom: Cambridge University Press, 2015. ISBN 978-0-521-80926-9.
- [4] Colors of noise. John D. Cook [online]. [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: <https://www.johndcook.com/blog/2015/12/07/colors-of-noise/>
- [5] GEERE, Duncan. White, pink, blue and violet: The colours of noise. WIRED UK [online]. 2011 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: <http://www.wired.co.uk/article/colours-of-noise>
- [6] White noise vs. Pink noise: Which sounds helps you concentrate, and which makes you more creative?. Idea to Value [online]. 2016 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: <https://www.ideatovalue.com/crea/nickskillicorn/2016/07/white-noise-vs-pink-noise-sounds-helps-concentrate-makes-creative/>
- [7] Measuring Fractality. The National Center for Biotechnology Information [online]. 2012 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3345945/>
- [8] MATYÁŠ, Vladislav. Elektronické měřicí přístroje. 1. vyd. Praha: SNTL, 1981. ISBN 04-507-81.
- [9] PŘIBYL, Jiří. Datové spoje a měniče signálů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1984. ISBN 04-529-84.
- [10] MATYÁŠ, Vladislav. Měření, analýza a vytváření náhodných procesů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1976. ISBN 04-503-76.
- [11] Linear Feedback Shift Registers. New Wave Instruments [online]. 2005 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: http://www.newwaveinstruments.com/resources/articles/m_sequence_linear_feedback_shift_register_lfsr.htm
- [12] Efficient Shift Registers, LFSR Counters, and Long PseudoRandom Sequence Generators. Xilinx [online]. 1996 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp052.pdf
- [13] GORESKY, Mark a Andrew KLAPPER. Fibonacci and Galois Representations of Feedback with Carry Shift Registers. Semantic Scholar [online]. 2004 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: <https://pdfs.semanticscholar.org/032b/fd3ab9e60e78503a31ea4fa882941577bcd9.pdf>
- [14] HAMPTON, Robert Lee Thomas. Hybrid analog-digital pseudo-random noise generation. USA: The University of Arizona, 1964.
- [15] MARDER, M. M. a B. FEDOSOV. Číslicové generátory šumu. Rádio. 1990(8), str. 68 - 71.
- [16] CMOS inverter with feedback. Electrical engineering [online]. [cit. 2017-03-19]. Dostupné z: <http://electronics.stackexchange.com/questions/130413/cmos-inverter-with-feedback>

- [17] Quartz Crystal Oscillators. Electronics tutorials [online]. [cit. 2017-03-19]. Dostupné z: <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/crystal.html>
- [18] Passive Low Pass Filter. Electronics tutorials [online]. [cit. 2017-03-19]. Dostupné z: http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_2.html
- [19] Pink noise. Decode Systems [online]. 2005 [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: <http://www.decodesystems.com/pink-noise.html>
- [20] Vlastnosti komponentů. Katedra částí a mechanismů strojů TU v Liberci [online]. [cit. 2017-04-02]. Dostupné z: http://www.kst.tul.cz/podklady/experimentalnimetody/prednasky/p5_vlastnosti_komponentu_1.pdf
- [21] Eagle. Paja-trb.cz [online]. [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: <http://paja-trb.cz/eagle/>
- [22] ATX Specification Version 2.2. Formfactors [online]. [cit. 2017-03-27]. Dostupné z: http://www.formfactors.org/developer%5Cspecs%5Catx2_2.PDF

Seznam příloh

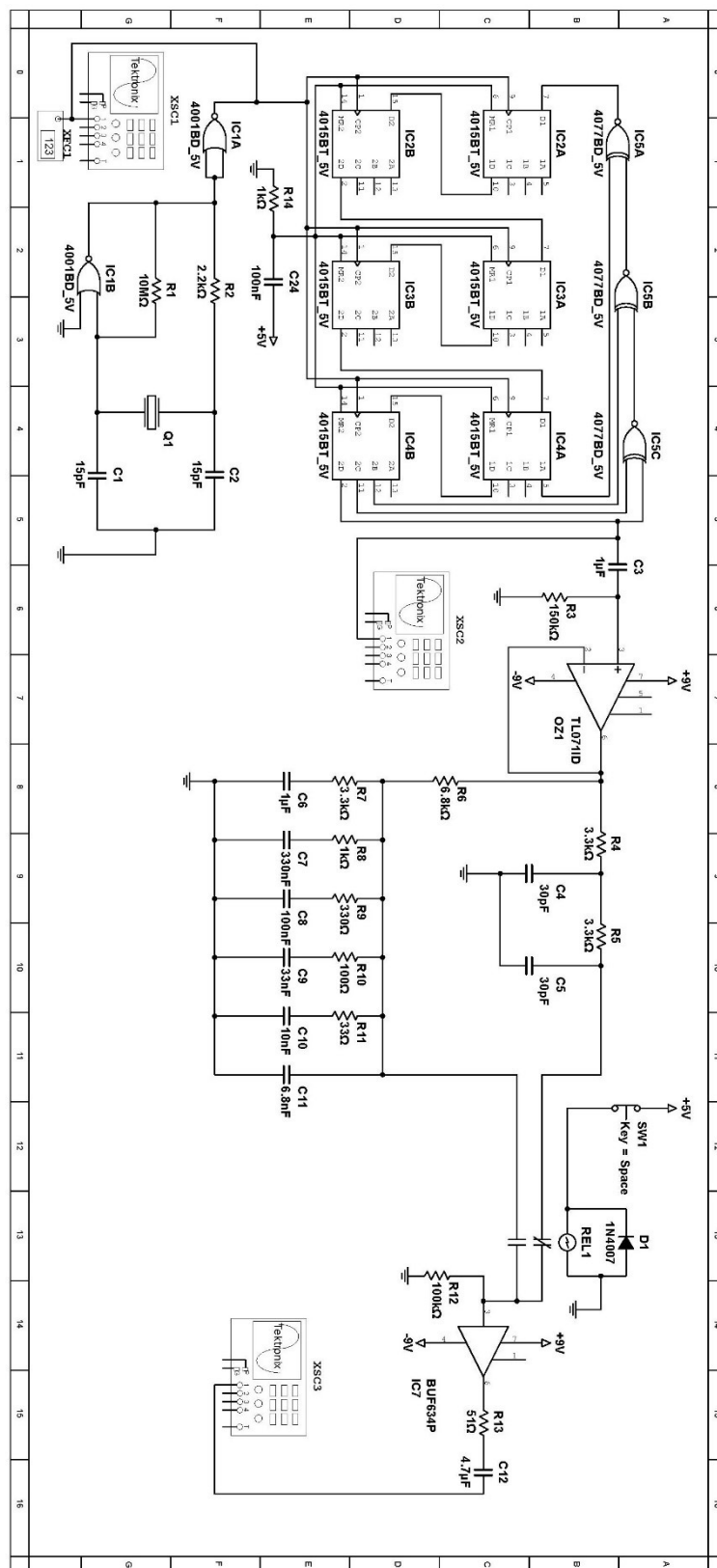
Příloha A:	Použité součástky na desce plošných spojů	I
Příloha B:	Schéma zapojení obvodu v programu NI Multisim	II
Příloha C:	Naměřené hodnoty simulace v NI Multisim	III
Příloha D:	Naměřené hodnoty v laboratoři.....	IV
Příloha E:	Přehled odboček zpětnovazebních posuvných registrů	V

Příloha A: Použité součástky na desce plošných spojů

Tabulka A.1: Použité součástky

Součástka	Výrobce	Počet
SMD Rezistor R1206 1k0 1%	YAGEO	1x
Metalizovaný rezistor 33R 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 51R 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 100R 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 330R 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 1K00 0207 0,5W 1%	YAGEO	1x
Metalizovaný rezistor 2K2 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 3K3 0207 0,6W 1%	neuvedeno	3x
Metalizovaný rezistor 6K8 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 100K 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 150K 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Metalizovaný rezistor 10M 0207 0,6W 1%	neuvedeno	1x
Keramický kondenzátor 15p/50V NPO RM5,08 5%	neuvedeno	2x
Keramický kondenzátor 100n/50V RM3 20%	neuvedeno	9x
Slídivý kondenzátor 30pF/300V WK71413	neuvedeno	2x
Tantalový kondenzátor 10u/25V RM5	neuvedeno	2x
Tantalový kondenzátor CTS 100n/16V A 10% SAM-TAJ	AVX	1x
Axiální svitkový kondenzátor 10n/630V TC208	TESLA	1x
Axiální svitkový kondenzátor 33n/400V TC207	TESLA	1x
Axiální svitkový kondenzátor 100n/100V TC215	TESLA	1x
Axiální svitkový kondenzátor 330n/100V TC205	TESLA	1x
Axiální svitkový kondenzátor 1u/100V TC205	TESLA	2x
Radiální fóliový kondenzátor 6n8/100V 2,5% FKP RM5	WIMA	1x
Radiální fóliový kondenzátor 4M7/50V 10% MKS2 RM5	WIMA	1x
CMOS 4001 DIP14	TEXAS INSTRUMENTS	1x
CMOS 4015 DIP16	TEXAS INSTRUMENTS	3x
CMOS 4077 DIP14	neuvedeno	1x
Operační zesilovač TL071CN DIP8	TEXAS INSTRUMENTS	1x
BUF 634	TEXAS INSTRUMENTS	1x
SOKL 8	neuvedeno	1x
SOKL 14	neuvedeno	2x
SOKL 16	neuvedeno	3x
Koaxiální konektor BNC-Z DPS 50R H	Golden Loch	1x
Posuvný spínač P-B1407	neuvedeno	1x
Relé RELRAS0515	SUN HOLD	1x
Krystal HC49/U Q 5MHZ	neuvedeno	1x
Dioda 1N4007	neuvedeno	1x
Oboustranný kolík S1G08 2,54mm	CONNFLY	1x

Příloha B: Schéma zapojení obvodu v programu NI Multisim



Obrázek B.1: Schéma zapojení obvodu v programu NI Multisim

Tabulka C.1: *Naměřené hodnoty XFC1*

Číslo měření	f [MHz]	Δf_i [MHz] $\cdot 10^{-3}$	Δf_i^2 [MHz ²] $\cdot 10^{-6}$
1	4,477	0,7	0,49
2	4,476	-0,3	0,09
3	4,475	-1,3	1,69
4	4,476	-0,3	0,09
5	4,477	0,7	0,49
6	4,477	0,7	0,49
7	4,476	-0,3	0,09
8	4,476	-0,3	0,09
9	4,476	-0,3	0,09
10	4,477	0,7	0,49
n=10	$\Sigma=32,17$	$\Sigma=0$	$\Sigma=4,1$

Tabulka C.2: *Naměřené hodnoty XFC2*

Číslo měření	f [kHz]
1	641,222
2	735,396
3	480,512
4	548,228
5	328,513
6	609,251
7	941,581
8	781,282
9	302,851
10	948,808
11	731,618
12	534,491
13	639,939
14	502,267
15	625,909
16	517,289
17	801,345
18	316,034
19	891,164
20	996,145
n=20	$\Sigma=12873,9$

Příloha D: *Naměřené hodnoty v laboratoři*

Tabulka D.1: *Naměřené hodnoty prvního kontrolního bodu*

Číslo měření	f [MHz]	Δf_i [MHz] $\cdot 10^{-3}$	Δf_i^2 [MHz ²] $\cdot 10^{-6}$
1	4,96	-37,9	1436
2	5,04	42,1	1772
3	4,985	-12,9	166
4	5,022	24,1	581
5	5,032	34,1	1163
6	4,97	-27,9	778
7	5,015	17,1	292
8	4,995	-2,9	8
9	4,985	-12,9	166
10	4,975	-22,9	524
n=10	$\Sigma=49,98$	$\Sigma=0$	$\Sigma=6889$

Tabulka D.2: *Naměřené hodnoty druhého kontrolního bodu*

Číslo měření	f [kHz]
1	1681
2	1250
3	1252
4	624
5	1247
6	713
7	783
8	1611
9	1303
10	677
11	1252
12	1201
13	1613
14	999
15	956
16	1300
17	793
18	657
19	1598
20	752
n=20	$\Sigma=22262$

Příloha E: *Přehled odboček zpětnovazebních posuvných registrů*

Tabulka E.1: *Přehled odboček zpětnovazebních posuvných registrů v maximální délce posloupnosti při použití EX-NOR hradel*

Počet bitů registru	Umístění odbočky	Počet bitů registru	Umístění odbočky
3	3, 2	86	86, 85, 74, 73
4	4, 3	87	87, 74
5	5, 3	88	88, 87, 17, 16
6	6, 5	89	89, 51
7	7, 6	90	90, 89, 72, 71
8	8, 6, 5, 4	91	91, 90, 8, 7
9	9, 5	92	92, 91, 80, 79
10	10, 7	93	93, 91
11	11, 9	94	94, 73
12	12, 6, 4, 1	95	95, 84
13	13, 4, 3, 1	96	96, 94, 49, 47
14	14, 5, 3, 1	97	97, 91
15	15, 14	98	98, 87
16	16, 15, 13, 4	99	99, 97, 54, 52
17	17, 14	100	100, 63
18	18, 11	101	101, 100, 95, 94
19	19, 6, 2, 1	102	102, 101, 36, 35
20	20, 17	103	103, 94
21	21, 19	104	104, 103, 94, 93
22	22, 21	105	105, 89
23	23, 18	106	106, 91
24	24, 23, 22, 17	107	107, 105, 44, 42
25	25, 22	108	108, 77
26	26, 6, 2, 1	109	109, 108, 103, 102
27	27, 5, 2, 1	110	110, 109, 98, 97
28	28, 25	111	111, 101
29	29, 27	112	112, 110, 69, 67
30	30, 6, 4, 1	113	113, 104
31	31, 28	114	114, 113, 33, 32
32	32, 22, 2, 1	115	115, 114, 101, 100
33	33, 20	116	116, 115, 46, 45
34	34, 27, 2, 1	117	117, 115, 99, 97
35	35, 33	118	118, 85
36	36, 25	119	119, 111
37	37, 5, 4, 3, 2, 1	120	120, 113, 9, 2
38	38, 6, 5, 1	121	121, 103
39	39, 35	122	122, 121, 63, 62
40	40, 38, 21, 19	123	123, 121
41	41, 38	124	124, 87
42	42, 42, 20, 19	125	125, 124, 18, 17
43	43, 42, 38, 37	126	126, 125, 90, 89
44	44, 43, 18, 17	127	127, 126
45	45, 44, 42, 41	128	128, 126, 101, 99

46	46, 45, 26, 25	129	129, 124
47	47, 42	130	130, 127
48	48, 47, 21, 20	131	131, 130, 84, 83
49	49, 40	132	132, 103
50	50, 49, 24, 23	133	133, 132, 82, 81
51	51, 50, 36, 35	134	134, 77
52	52, 49	135	135, 124
53	53, 52, 38, 37	136	136, 135, 11, 10
54	54, 53, 18, 17	137	137, 116
55	55, 31	138	138, 137, 131, 130
56	56, 55, 35, 34	139	139, 136, 134, 131
57	57, 50	140	140, 111
58	58, 39	141	141, 140, 110, 109
59	59, 58, 38, 37	142	142, 121
60	60, 59	143	143, 142, 123, 122
61	61, 60, 46, 45	144	144, 143, 75, 74
62	62, 61, 6, 5	145	145, 93
63	63, 62	146	146, 145, 87, 86
64	64, 63, 61, 60	147	147, 146, 110, 109
65	65, 47	148	148, 121
66	66, 65, 57, 56	149	149, 148, 121
67	67, 66, 58, 57	150	150, 97
68	68, 59	151	151, 148
69	69, 67, 42, 40	152	152, 151, 87, 86
70	70, 69, 55, 54	153	153, 152
71	71, 65	154	154, 152, 27, 25
72	72, 66, 25, 19	155	155, 154, 124, 123
73	73, 48	156	156, 155, 41, 40
74	74, 73, 59, 58	157	157, 156, 131, 130
75	75, 74, 65, 64	158	158, 157, 132, 131
76	76, 75, 41, 40	159	159, 128
77	77, 76, 47, 46	160	160, 159, 142, 141
78	78, 77, 59, 58	161	161, 143
79	79, 70	162	162, 161, 75, 74
80	80, 79, 43, 42	163	163, 162, 104, 103
81	81, 77	164	164, 163, 151, 150
82	82, 79, 47, 44	165	165, 164, 135, 134
83	83, 82, 38, 37	166	166, 165, 128, 127
84	84, 71	167	167, 161
85	85, 84, 58, 57	168	168, 166, 153, 151